

В. С. АЛЕКСАНДРОВ, В. А. ПРЯНИШНИКОВ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ГАЛЬВАНомЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА



В.С.АЛЕКСАНДРОВ, В.А.ПРЯНИШНИКОВ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ГАЛЬВАНОМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

«ЭНЕРГИЯ»

Ленинградское отделение 1974



В книге излагаются вопросы построения приборов для измерения малых постоянных токов. Систематизированы методы построения и расчета таких приборов. Приводятся сведения по усилителям электронных гальванометров. Подробно рассмотрены принципы построения и практические схемы цифровых электронных гальванометров. Большое внимание уделено практическому применению этих приборов.

Книга рассчитана на широкий круг читателей, имеющих дело с проектированием, изготовлением и применением приборов для измерения малых постоянных и медленно меняющихся токов, зарядов, напряжений и больших сопротивлений, а также на инженерно-технический персонал, работающий в области ядерной физики, химии, медицины и биологии. Она может быть полезна студентам старших курсов вузов, специализирующихся по измерительной технике и автоматике.

А 30307-127 222-74
051(01)-74

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электронными гальванометрами постоянного тока называют приборы, предназначенные для измерения весьма малых постоянных и медленно изменяющихся токов. Иногда такие приборы называют электрометрами и используют для измерения статических зарядов, потенциалов и токов.

Первой отечественной книгой, посвященной электронным гальванометрам, была монография Б. А. Лопатина [18]. Электронные гальванометры широко используют в ядерной физике, им посвящены некоторые разделы книг А. А. Санина [33], В. Элмора и М. Сендса [36], А. М. Бонч-Бруевича [3], В. В. Павлова [25] и ряда других книг.

В технике электронные гальванометры применяются для измерения сопротивления изоляции, токов электронных лучей, в дозиметрии и для многих других целей. В биофизике они используются при измерении биотоков, статических зарядов и потенциалов. Лучшие модели приборов способны измерять токи до 10^{-18} А. Основные характеристики этих приборов находятся на уровне, весьма близком к теоретическому пределу.

В СССР освоен промышленный выпуск электрометров типов ЭД-05М и ВК2-16. Ведутся работы по созданию интегрирующих и цифровых гальванометров.

В книге рассматриваются принципы построения аналоговых и цифровых гальванометров, приводятся сведения по усилителям тока и напряжения. Большое внимание уделено практическому использованию гальванометров.

Главы 1, 3, 4 и § 2-1 — 2-4 написаны В. А. Прянишниковым, § 2-6 — 2-8 написаны В. С. Александровым, § 2-5 написан инж. Назаряном К. Х.

Отзывы и замечания, касающиеся книги, просьба направлять по адресу: 192041, Ленинград, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

Авторы

B — магнитная индукция
 b — реактивная проводимость
 b_c — емкостная проводимость
 C — емкость
 E — постоянная э. д. с.
 e — мгновенное значение э. д. с.
 \dot{E} — комплексная э. д. с.
 $F(j\omega)$ — спектральная характеристика
 $F(p)$ — изображение функции по Лапласу
 f, F — частота периодической функции
 g, G — активная проводимость
 $H(p)$ — операторная переходная функция
 $h(t)$ — переходная функция
 I — постоянный ток
 i — комплексный ток
 i — мгновенное значение тока
 $j = \sqrt{-1}$
 $K(p)$ — операторный коэффициент передачи
 K_t — коэффициент передачи по току
 K_u — коэффициент передачи по напряжению
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана
 L — индуктивность
 N — количество импульсов
 P — активная мощность
 q, Q — электрический заряд

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

r, R — активное сопротивление
 S — чувствительность; крутизна характеристики
 \dot{S} — комплексная чувствительность
 T — период колебания; температура
 t — время
 U — постоянное напряжение
 \dot{U} — комплексное напряжение
 u — мгновенное значение напряжения
 W — энергия
 w — число витков
 x — реактивное сопротивление
 Y — комплексная проводимость
 $Y(p)$ — операторная проводимость
 y — полная проводимость
 Z — комплексное сопротивление
 $Z(p)$ — операторное сопротивление
 z — полное сопротивление
 β — коэффициент передачи цепи обратной связи
 δ — относительная погрешность
 Δ — абсолютная погрешность; приращение
 ε — порог чувствительности
 τ — постоянная времени
 φ — потенциал; начальная фаза
 ψ — начальная фаза
 ω — угловая частота

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ГАЛЬВАНОМЕТРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1-1. Назначение электронных гальванометров

Электронные гальванометры являются приборами, предназначенными для измерения малых постоянных токов. Благодаря наличию в них электронных усилителей они имеют высокую чувствительность, хорошие быстродействие и точность, не боятся толчков, ударов и вибраций.

Малыми постоянными токами в дальнейшем будут называться токи величиной от 10^{-6} А до 10^{-18} А (т. е. от 1 мкА до 1 аА), частота которых такова, что измеряется или регистрируется мгновенное значение тока. Если частота тока достаточно высокая, то вместо мгновенного значения измеряются действующее или среднее значения тока. Такие приборы относятся к гальванометрам переменного тока и в настоящей работе не рассматриваются.

В зависимости от величины предельной чувствительности электронные гальванометры делятся на микроамперметры (10^{-6} — 10^{-9} А), наноамперметры (10^{-9} — 10^{-12} А), пикоамперметры (10^{-12} — 10^{-15} А) и фемтоамперметры (10^{-15} — 10^{-18} А). Поскольку заряд электрона $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл, то ток величиной 10^{-18} А соответствует прохождению через поперечное сечение проводника 6 электронов за время 1 с.

При измерении тока электронные гальванометры включают в цепь последовательно с нагрузкой. Для того чтобы включение прибора не вызывало заметного изменения тока в цепи, его входное сопротивление делают по возможности малым.

Электронные гальванометры применяют также для измерения электрических зарядов и напряжений. Определение движущихся зарядов производится посредством интегрирования тока:

$$q = \int_0^T i dt. \quad (1-1)$$

В связи с этим приборы для измерения движущихся зарядов называют интеграторами тока или кулонометрами. Они также могут использоваться для измерения среднего тока

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt.$$

Иногда электронные гальванометры применяют для измерения статических зарядов. При этом обычно используют принцип электростатической индукции. Если проводник, соединенный со входом гальванометра, вносится в электрическое поле, создаваемое статическим зарядом, то свободные заряды, входящие в структуру проводника, приходят в движение и возникает электрический ток. В случае электростатического поля этот ток весьма кратковременен. В результате движения свободных зарядов происходит их перераспределение в проводнике таким образом, что на поверхности проводника возникают поверхностные заряды, на одной части поверхности — положительные, а на другой — отрицательные. Величина индуцированного заряда определяется выражением (1-1).

Измерение напряжений (разности потенциалов) производится или по току в цепи с большим калиброванным сопротивлением r

$$u = ir$$

или по заряду на входной емкости прибора

$$u = \frac{1}{C} \int_0^T i(t) dt.$$

Однако чаще при измерении напряжений изменяют структуру электронного гальванометра таким образом, чтобы увеличить его входное сопротивление и превратить в вольтметр.

1-2. Основные характеристики электронных гальванометров

При проектировании или выборе электронного гальванометра должны быть известны некоторые данные об объекте исследования:

- диапазон изменения измеряемого сигнала;
- внутреннее сопротивление источника сигнала;
- полоса частот сигнала или допустимое время измерения;
- требуемая точность измерения;
- величины помех постоянного или переменного тока, наложенных на измеряемый сигнал;
- форма представления результатов измерения (аналоговая или цифровая);
- форма использования или запоминания информации.

Все эти сведения необходимы для определения основных характеристик электронного гальванометра.

Диапазон изменения измеряемого сигнала определяет предел измерения прибора, т. е. максимальное значение его шкалы. Когда

диапазон изменения измеряемого сигнала очень велик, то гальванометры делают многопредельными. Переключение пределов измерения может производиться вручную или автоматически. Способность приборов работать при сигналах, превышающих предел измерения, называется их перегрузочной способностью. Современные электронные гальванометры делают многопредельными с числом пределов до двадцати и более, а их перегрузочная способность иногда достигает 300%.

Одной из основных характеристик электронного гальванометра, зависящей от диапазона изменения измеряемого сигнала, является его чувствительность S , под которой подразумевается отношение приращения выходной величины X_2 к входному току I_1 :

$$S = \frac{dX_2}{dI_1} \approx \frac{\Delta X_2}{\Delta I_1}. \quad (1.2)$$

При этом выходной величиной X_2 могут быть угловое или линейное перемещение указателей, цифровой отсчет, кодовый набор, выходные токи и напряжения и т. д.

Если прибор имеет линейную шкалу, то чувствительность во всем диапазоне измерения остается постоянной ($S = \text{const}$). Если шкала прибора нелинейная, то выходная величина X_2 меняется не пропорционально входному току I_1 и чувствительность на отдельных участках диапазона измерения различна. При изменении входного тока во времени чувствительность также оказывается функцией времени: $S(t) = dx_2(t)/di_1(t)$. Для синусоидального входного тока в установившемся режиме работы прибора вводится комплексная чувствительность

$$\dot{S} = \frac{d\dot{X}_2}{d\dot{I}_1}.$$

Для оценки степени изменения чувствительности по диапазону измерения пользуются безразмерной относительной чувствительностью S_0 , под которой понимают отношение чувствительности S в любой точке диапазона измерения к чувствительности S_K в конце (или начале) диапазона: $S_0 = S/S_K$. Для приборов с линейной шкалой относительная чувствительность $S_0 = 1$.

Если на выходе гальванометра с чувствительностью S_1 включено регистрирующее устройство с чувствительностью S_2 , то полная чувствительность системы определяется формулой $S = S_1 S_2$.

При работе гальванометра в условиях помех различают чувствительность его к измеряемому сигналу $I_{1н}$ и помехам $I_{1п}$ постоянного или переменного тока. Так как выходная величина $X_2 = f(I_{1н}, I_{1п})$, то

$$dX_2 = \frac{\partial X_2}{\partial I_{1н}} dI_{1н} + \frac{\partial X_2}{\partial I_{1п}} dI_{1п} = S_{1н} dI_{1н} + S_{1п} dI_{1п},$$

где $S_{1и} = \partial X_2 / \partial I_{1и}$ — чувствительность гальванометра к полезному сигналу; $S_{1п} = \partial X_2 / \partial I_{1п}$ — чувствительность гальванометра к помехам.

Величина, обратная чувствительности, $C = 1/S$, называется постоянной гальванометра и определяет цену деления шкалы прибора. Понятие цены деления широко используется для аналоговых многопредельных приборов. Для цифровых гальванометров цена деления обычно определяется как единица младшего разряда.

Для расширения пределов измерения часто используют логарифмирующие электронные гальванометры, у которых $X_2 = a \ln I_1$. У таких приборов чувствительность изменяется обратно пропорционально измеряемому току — $S = a/I_1$, а цена деления увеличивается с ростом тока ($C = I_1/a$).

При использовании электронных гальванометров для измерения напряжения, заряда или сопротивления соответственно по формулам, аналогичным (1-2), определяют чувствительности по напряжению, заряду и сопротивлению:

$$S_u = \frac{dX_2}{dU_1}; \quad S_q = \frac{dX_2}{dq_1}; \quad S_r = \frac{dX_2}{dr}.$$

Большое значение имеет также порог чувствительности гальванометра, определяемый как минимальное значение входного тока $I_{1\text{ мин}}$, которое обнаруживается на выходе. Иногда это минимальное значение тока связывают с погрешностью нуля прибора. Однако для гальванометров постоянного тока погрешность нуля зависит от дрейфа нулевого уровня и не может отождествляться с порогом чувствительности.

Если для аналоговых приборов порог чувствительности не имеет строго определенного значения, то для цифровых приборов эта величина определяется достаточно просто. Порогом чувствительности цифровых электронных гальванометров называется минимальный входной ток $I_{1\text{ мин}}$, который вызывает изменение выходной величины X_2 на одну единицу младшего разряда.

Порог чувствительности определяет полный, или динамический диапазон гальванометра

$$D_{\text{п}} = \frac{I_{1\text{ макс}}}{I_{1\text{ мин}}}, \quad (1-3)$$

где $I_{1\text{ макс}}$ — предел измерения, т. е. максимальное значение тока, которое может быть отсчитано по шкале прибора.

Полный диапазон гальванометра зависит от его перегрузочной способности. С увеличением перегрузочной способности динамический диапазон прибора возрастает.

Для многопредельных приборов динамический диапазон указывается или на каждом пределе измерения, или на крайних пределах. У приборов с автоматическим переключением пределов динамический диапазон определяется как отношение максимального изме-

ряемого тока на старшем пределе измерения к порогу чувствительности на младшем пределе измерения.

Если максимальное $I'_{1\text{ макс}}$ и минимальное $I'_{1\text{ мин}}$ значения измеряемого тока определяют с заранее установленными погрешностями, то используется понятие рабочего диапазона $D_p = I'_{1\text{ макс}}/I'_{1\text{ мин}}$, который обычно меньше полного диапазона. Динамический диапазон обычно измеряется в дБ.

В некоторых случаях электронные гальванометры характеризуются разрешающей способностью R , под которой понимают максимальное число достоверно различимых градаций измерения во всем динамическом диапазоне прибора. Разрешающая способность многопредельных гальванометров определяется как полное число различимых градаций по всем не перекрывающим друг друга участкам всех его пределов измерения. Для цифровых электронных гальванометров разрешающая способность равна максимальному числу, которое может быть указано на цифровом индикаторе.

Наиболее важной метрологической характеристикой гальванометров является их погрешность, под которой понимается степень отклонения результатов измерения от действительного значения измеряемого тока. В общем случае

$$i(t) = i_d(t) + \xi(t) + c + \sum_{k=1}^m \alpha_k \theta_k(t), \quad (1-4)$$

где $i_d(t)$ — действительное значение тока; $i(t)$ — измеренное значение тока; $\xi(t)$ — случайная погрешность с нулевым средним значением; c — постоянная составляющая систематической погрешности; $\sum_{k=1}^m \alpha_k \theta_k(t)$ — переменная составляющая систематической

погрешности, представленная в виде разложения по линейно независимым функциям $\theta_k(t)$ с весовыми коэффициентами α_k .

Разность измеренного и действительного значений тока представляет абсолютную погрешность измерения $\Delta i = i - i_d$, которая делится на случайную и систематическую. Случайная погрешность не имеет какой-либо определенной закономерности и при многократных измерениях не повторяется. Для большинства приборов значения случайной погрешности подчиняются нормальному закону распределения. Если систематическая погрешность отсутствует, то разность измеренного и действительного значений тока определяет случайную погрешность. Так как значение случайной погрешности изменяется от измерения к измерению (или во времени), то на практике пользуются среднеквадратичным значением случайной погрешности

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{k=1}^m \xi_k^2}$$

При этом за действительное значение измеряемого тока принимается его среднее значение (математическое ожидание), полученное из большого числа независимых измерений i_k

$$i_d = \bar{i} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n i_k.$$

Отношение абсолютной погрешности Δi к действительному значению тока i_d определяет относительную погрешность гальванометра $\gamma = \Delta i / i_d$. Относительная погрешность обычно уменьшается при увеличении измеряемого тока (т. е. при подходе к предельному значению) и увеличивается при уменьшении измеряемого тока (т. е. при подходе к порогу чувствительности).

Чаще пользуются приведенной погрешностью δ , определяемой как отношение абсолютной погрешности измерения к наибольшему значению тока $i_{1 \text{ макс}}$, которое может быть измерено на данном пределе измерения: $\delta = \Delta i / i_{1 \text{ макс}}$. Приведенная погрешность обычно считается постоянной на данном пределе измерения.

К систематическим относятся погрешности, остающиеся постоянными или изменяющиеся по определенному закону. Систематические погрешности заранее могут быть не известны, однако их можно установить в процессе измерительного эксперимента или его подготовки. При правильно выбранном методе эксперимента систематические погрешности могут быть учтены или скомпенсированы до ничтожно малых величин по сравнению со случайными погрешностями.

Для цифровых гальванометров погрешность нормируется по двучленной (иногда трехчленной) формуле

$$\Delta i = \pm (\gamma i + n_{3n}),$$

где n_{3n} — абсолютная погрешность, определяемая количеством n знаков младшего разряда цифрового отсчетного устройства гальванометра (обычно $n = 1 - 3$).

Важной характеристикой электронных гальванометров является их быстродействие или минимальное время, необходимое для выполнения одного измерения с заданной погрешностью. Если гальванометр подключается к объекту измерения на очень короткое время, то в результате наличия переходного процесса погрешности измерения могут быть очень велики. Для цифровых приборов под быстродействием обычно понимают число измерений, выполняемых прибором в единицу времени.

Быстродействие играет существенную роль при измерении быстро меняющихся токов или при измерении множества медленно меняющихся токов при помощи одного гальванометра с коммутатором. Быстродействие приборов тесно связано с погрешностью измерения. В теории информации используются понятие мертвого времени прибора $\tau_m = \gamma^2 t_{из}$, т. е. такого времени измерения $t_{из}$, при котором относительная погрешность γ оказывается равной

100%. При этом, так как для большинства электронных гальванометров мертвое время оказывается величиной постоянной ($\tau_m \approx 10^{-8}$ с), то повышение быстродействия может происходить за счет увеличения погрешности.

Иногда вместо быстродействия пользуются понятием полосы частот сигнала, пропускаемых гальванометром (т. е. полосы частот сигнала, в которой возможно измерение с заданной погрешностью). Так, например, для простейших электронных гальванометров, состоящих из прибора магнитоэлектрической системы и электронного усилителя, угол отклонения указателя при воздействии синусоидального тока $i = I_m \sin \omega t$ определяется формулой

$$\alpha = \frac{k I_m \sin(\omega t + \psi)}{\omega \sqrt{(1 - \eta)^2 + (2\eta\beta)^2}},$$

где k — коэффициент пропорциональности; ω — удельный противодействующий момент; $\eta = \omega/\omega_0$ — отношение угловой частоты измеряемого тока к частоте собственных колебаний подвижной части гальванометра; β — степень успокоения; ψ — угол запаздывания.

Если относительная частота η достаточно высока ($\eta > 10$) и измеряемый ток не содержит постоянной составляющей, то указатель практически остается на нулевой отметке шкалы прибора. При понижении частоты указатель начинает реагировать на изменение тока. При этом частота колебаний указателя равна частоте измеряемого тока, а размах колебаний α_{\max} и начальная фаза ψ зависят от относительной частоты η .

На практике часто пользуются временем нарастания t_r , определяемым как интервал времени, необходимый для изменения показаний прибора от 10% до 90% установившегося значения, при скачкообразном изменении входного сигнала от нуля до некоторого постоянного значения (обычно максимального значения для данного предела измерения).

Когда время нарастания неизвестно, оно может быть определено по приближенному соотношению

$$t_r \approx 0,35/f_{3\text{дБ}},$$

где $f_{3\text{дБ}}$ — верхняя частота сигнала, на которой показания прибора снижаются на 3 дБ по сравнению с показаниями на постоянном токе.

Так, например, если процесс установления показаний прибора происходит по закону $X_2 = I_1 (1 - e^{-t/\tau})$, где τ — постоянная времени прибора, то время нарастания определяется соотношением

$$t_r = 2,2\tau.$$

При этом ошибка измерения $\delta = (I_1 - X_2)/I_1 = e^{-t_{\text{из}}/\tau}$. Если время измерения $t_{\text{из}} = t_r$, то ошибка не будет превышать 11%. При времени измерения $t_{\text{из}} = 2 t_r$ ошибка окажется меньше 1,2%,

а при $t_{из} = 3 t_r$ она не превысит 0,13%. При этом для гальванометра с временем нарастания $t_r = 0,5$ с и погрешностью 1% минимальное время измерения $t_{из} > 3 t_r = 1,5$ с.

Иногда пользуются понятием времени установления показаний, понимая под этим время, необходимое для выполнения измерения с заданной точностью после подачи на вход прибора скачкообразного сигнала.

Величина входной проводимости прибора определяет ту мощность, которую прибор потребляет от объекта измерения. При измерении постоянного тока I входная проводимость $g_{вх}$ гальванометра обратно пропорциональна мощности P , потребляемой от объекта измерения:

$$g_{вх} = I^2/P.$$

Включение в исследуемую цепь гальванометра с малой входной проводимостью может нарушить режим ее работы.

Входная проводимость может также определяться как отношение тока I_r , протекающего через гальванометр, к падению напряжения U_r на его входных зажимах — $g_{вх} = I_r/U_r$. Это па-

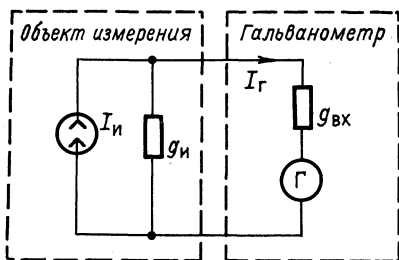


Рис. 1-1. Схема измерения тока при помощи гальванометра

дение напряжения U_r приводит к появлению систематической погрешности в измерении тока $I_{и}$ источника с внутренней проводимостью $g_{и}$ (рис. 1-1):

$$\delta = \frac{I_{и} - I_r}{I_{и}} = \frac{g_{и}}{g_{и} + g_{вх}}.$$

Если входная проводимость гальванометра достаточно велика ($g_{вх}/g_{и} \gg 1$), то $\delta \approx g_{и}/g_{вх}$.

При использовании гальванометров для измерений напряжений или статических зарядов обычно пользуются понятием входного сопротивления $r_{вх}$, которое является величиной, обратной входной проводимости.

Так как любой источник напряжения имеет внутреннее сопротивление $r_{и}$, то ток I , потребляемый измерительным прибором с входным сопротивлением $r_{вх}$, создает на этом сопротивлении падение напряжения. При этом появляется систематическая погрешность измерения

$$\delta = \frac{r_{и}}{r_{вх} + r_{и}}.$$

Если входное сопротивление прибора достаточно велико ($r_{вх} \gg r_{и}$), то погрешность $\delta \approx r_{и}/r_{вх}$.

Входная проводимость гальванометра также определяет его быстродействие, так как постоянная времени входной цепи прибора

$\tau_{\text{вх}} = C_{\text{вх}}/g_{\text{вх}}$, где $C_{\text{вх}}$ — входная емкость гальванометра, откуда приближенное значение времени нарастания $t_r \approx 2,2 \tau_{\text{вх}}$.

Погрешность измерения, быстродействие и многие другие характеристики электронных гальванометров постоянного тока зависят от дрейфа нулевого уровня и собственных шумов прибора. Дрейф нулевого уровня (смещение нуля) представляет собой самопроизвольное изменение выходной величины X_2 при отсутствии полезного сигнала на входе прибора. Обычно он оценивается эквивалентным входным сигналом, необходимым для возвращения выходной величины X_2 к первоначальному уровню. Дрейф нулевого уровня зависит от времени и температуры. В последнем случае он характеризуется температурным коэффициентом нулевого уровня.

Дрейф нулевого уровня нелинейно зависит от времени и температуры, однако в определенных температурных и временных пределах эту зависимость можно считать линейной. При скачкообразном изменении температуры окружающей среды дрейф нулевого уровня может быть иным, чем при плавном ее изменении. Так как в обычных условиях окружающая температура меняется со скоростью менее 1°C за 15 мин, то дрейф можно считать постоянным. Когда температурный дрейф незначителен, то основное влияние оказывает временной дрейф при постоянной температуре окружающей среды.

Дрейф нулевого уровня бывает кумулятивный, который изменяет выходную величину в одном направлении, и некумулятивный, при котором среднее значение выходной величины X_2 за большой промежуток времени равно нулю. Кумулятивный дрейф характерен для приборов с усилителями прямого усиления, а некумулятивный — для приборов с преобразованием.

Собственные шумы гальванометра ограничивают разрешающую способность и точность прибора, так как вариации выходной величины X_2 , вызванные изменением сигнала, невозможно отличить от вариаций, вызванных шумом. Полный размах шума в полосе частот, пропускаемых гальванометром, обычно принимается в качестве порога чувствительности. При этом абсолютная погрешность измерения не может быть меньше порога чувствительности.

При измерении тока порог чувствительности прежде всего ограничен тепловыми шумами внутренней проводимости $g_{\text{н}}$ источника тока и входной проводимости $g_{\text{вх}}$ гальванометра

$$I_{\text{ш}} = \sqrt{4kT\Delta f g}, \quad (1-5)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура, К; $g = g_{\text{н}} + g_{\text{вх}}$ — полная проводимость входной цепи, См; Δf — полоса частот, пропускаемых гальванометром, Гц.

При этом в качестве полосы частот Δf принимается меньшая из трех величин: 1) верхней предельной частоты $f_{\text{зdB}}$; 2) частоты, оп-

ределяемой временем нарастания $0,35/t_r$; 3) верхней частоты регистрирующего или показывающего устройства на выходе гальванометра.

Так как на практике входная проводимость гальванометра обычно значительно больше внутренней проводимости источника тока ($g_{вх} \gg g_{и}$), то гальванометр с меньшей входной проводимостью имеет меньший тепловой шум и большую чувствительность, чем гальванометр с большей входной проводимостью. График тока шума $I_{ш}$ в зависимости от входной проводимости гальванометра показан на рис. 1-2.

Из формулы (1-5) следует, что тепловые шумы могут быть снижены уменьшением входной проводимости, температуры или по-

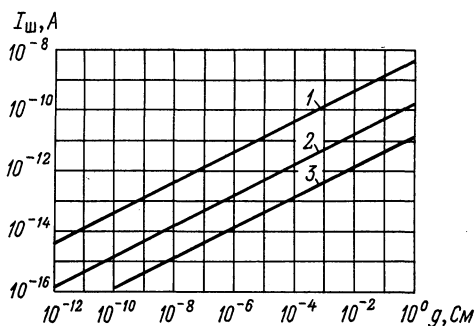


Рис. 1-2. График тока теплового шума:
1 — $\Delta f = 1$ кГц, $t_r = 0,35$ мс; 2 — $\Delta f = 1$ Гц, $t_r = 0,35$ с; 3 — $\Delta f = 0,01$ Гц, $t_r = 35$ с

лосы частот. Однако уменьшение проводимости гальванометра приведет к нарушению режима работы объекта измерения. Снижение температуры обычно непрактично, так как для уменьшения тока $I_{ш}$ на порядок величины необходимо понизить температуру до -270°C . Наиболее простым способом повышения чувствительности следует признать уменьшение полосы частот, пропускаемых гальванометром. Практический предел уменьшению

полосы частот накладыва-

ется увеличением времени установления показаний, при котором начинает оказывать влияние дрейф нулевого уровня. Кроме шумов, на порог чувствительности и погрешность влияют помехи в измерительной цепи. Под помехозащищенностью гальванометра понимается его способность давать правильный, в пределах установленной погрешности, выходной сигнал при воздействии во время измерения помехи, эквивалентной увеличению или уменьшению измеряемого тока. Наибольший практический интерес представляет помехозащищенность гальванометра от периодических помех, и в частности, от помех, имеющих частоту промышленной сети.

Коэффициент ослабления помехи равен отношению амплитуды помехи $I_{п. макс}$ к максимальной погрешности измерения $\Delta i_{макс}$, вызванной этой помехой:

$$R_o = \frac{I_{п. макс}}{|\Delta i_{макс}|} \quad (1-6)$$

Значение коэффициента ослабления зависит от величины помехи. Обычно коэффициент ослабления определяют при значении помехи, приводящей к погрешности, соответствующей максимальному значению выходной величины на данном пределе измерения. Например, наноамперметр с коэффициентом ослабления $R_o = 60$ дБ, (1000 : 1) на пределе 1 нА будет иметь ошибку, равную 1 нА (т. е. пределу измерения), если к его входу приложен сигнал переменного тока в 1000 нА. Однако этот же гальванометр при сигнале переменного тока 100 нА на том же пределе измерения будет иметь погрешность меньше 1% (а не 10%, как было бы при $R_o = \text{const}$). Иногда в характеристиках гальванометра указывается величина амплитудного значения переменного тока на входе, который создает выходной сигнал, равный погрешности измерения.

Ослабление помех общего вида характеризует способность электронных гальванометров с дифференциальным входом или с незаземленным низкопотенциальным входом ослаблять помехи постоянного или переменного тока, действующие между общей точкой (землей или корпусом прибора) и закороченными входными зажимами прибора. Коэффициент ослабления помех общего вида определяется как отношение сигнала общего вида к эквивалентному входному сигналу постоянного тока, приводящим к одному и тому же значению выходной величины X_2 :

$$CMR = I_{1c}/I_1 \Big|_{X_2=\text{const}}, \text{ дБ.}$$

Обычно указывают коэффициенты ослабления помех общего вида на постоянном и переменном токе промышленной частоты (50 или 60 Гц).

Одной из наиболее важных эксплуатационных характеристик гальванометров является форма представления результатов измерения. Для аналоговых гальванометров выходная величина X_2 представляет собой положение стрелки или светового указателя на шкале прибора; для самопишущих приборов и светолучевых осциллографов это кривая на носителе записи.

1-3. Классификация принципов построения электронных гальванометров

Электронные гальванометры могут быть разделены по методу измерения, принципу действия, способу отсчета измеряемой величины, назначению, конструктивным особенностям и т. п.

По методу измерения электронные гальванометры делят на три большие группы: приборы непосредственной оценки тока, приборы сравнения токов, комбинированные приборы. В практике измерительной техники наибольшее распространение получили первые из них. В табл. 1-1 приведена классификация электронных гальванометров по методу измерения.

Классификация электронных гальванометров постоянного тока

Электронные гальванометры постоянного тока		
Гальванометры непосредственной оценки	Гальванометры сравнения	Комбинированные гальванометры
<p>Электрометрические усилители с магнитоэлектрическими измерительными механизмами</p> <p>Автокомпенсационные гальванометры с обратными связями</p> <p>Интегрирующие гальванометры</p>	<p>Компенсаторы с ручным уравниванием</p> <p>Компенсаторы тока с автоматическим уравниванием</p> <p>Цифровые гальванометры поразрядного уравнивания</p> <p>Цифровые гальванометры развортывающего преобразования</p>	<p>Дифференциальные гальванометры</p> <p>Компенсационные интегрирующие цифровые гальванометры</p> <p>Цифровые гальванометры двойного интегрирования</p>

Приборы непосредственной оценки измеряемого тока имеют высокую чувствительность, хорошее быстродействие, но сравнительно низкую точность. К ним относятся электрометрические усилители с магнитоэлектрическими измерительными приборами, не охваченные обратными связями. Основные характеристики таких приборов зависят от свойств электрометрических усилителей. Автокомпенсационные электронные гальванометры благодаря глубоким обратным связям в значительно меньшей степени зависят от свойств электрометрических усилителей. Они более стабильны в работе и имеют меньшую погрешность.

Интегрирующие электронные гальванометры (интеграторы тока) определяют среднее значение тока за выбранный промежуток времени. Они имеют наиболее высокую чувствительность и могут быть использованы для измерения зарядов. Благодаря фильтрующим свойствам интегрирующих систем эти приборы обладают повышенной помехозащищенностью.

Для повышения точности измерения малых токов используют приборы, которые в процессе измерения осуществляют прямое сравнение измеряемого тока с эталонным. Приборы сравнения имеют более высокую стоимость и применяются при проверке приборов непосредственной оценки и при проведении весьма точных измерений тока.

К электронным гальванометрам сравнения относят компенсаторы тока с ручным, автоматическим или полуавтоматическим уравниванием. В таких приборах производится уравнивание

измеряемого тока компенсирующим током, абсолютное значение которого контролируется по одному значению образцовой меры.

Цифровые электронные гальванометры поразрядного уравнивания и развертывающего преобразования также осуществляют сравнение измеряемого тока с изменяющимся значением образцового тока. В последнее время появились комбинированные электронные гальванометры, в которых удачно сочетаются преимущества приборов непосредственной оценки и приборов сравнения.

К комбинированным гальванометрам относят дифференциальные гальванометры, сочетающие автокомпенсационный гальванометр и компенсатор тока с ручным или автоматическим уравниванием. К этой же группе относятся интегрирующие гальванометры с компенсацией накопленного заряда, цифровые гальванометры с двойным интегрированием измеряемого и образцового токов и некоторые другие приборы. В таких приборах достигается высокая чувствительность, присущая приборам непосредственной оценки, и высокая точность, свойственная приборам сравнения.

Приборы сравнения и комбинированные приборы в практике измерения малых токов еще не получили широкого распространения. Объясняется это тем, что в настоящее время еще не разработано стабильных и точных регулируемых источников тока. К тому же резко повышаются требования к индикатору нулевого уровня.

По принципу действия электронные гальванометры делятся на приборы оценки тока по напряжению на образцовом резисторе или конденсаторе и по магнитному потоку в образцовой катушке индуктивности. При этом измерение напряжения может производиться приборами непосредственной оценки или приборами сравнения.

Электронные гальванометры непосредственной оценки без обратной связи по существу являются усилителями тока (или напряжения). Для повышения точности и быстродействия в них вводят обратные связи. Таким образом, автокомпенсационные гальванометры можно рассматривать как статические компенсаторы тока с неполной компенсацией. В таких приборах применяют три вида обратной связи: 1) параллельную (с компенсацией тока); 2) последовательную (с компенсацией напряжения) и 3) комбинированную (с компенсацией тока и напряжения).

Приборы с параллельной и комбинированной обратной связью применяют в основном для измерения тока. Приборы с последовательной обратной связью применяют для измерения напряжения, и они могут рассматриваться, как электрометрические милливольтметры.

Интегрирующие гальванометры могут использоваться для измерения заряда компенсационным методом. При дискретной компенсации заряда возможно преобразование измеряемого тока в частоту выходных импульсов и представление результата измерения в цифровой форме. Для измерения статических зарядов при помощи электронных гальванометров используют специальные входные устройства — ловушки зарядов, индукционные датчики, вращаю-

щиеся экраны и т. д., которые создают выходной сигнал (ток или напряжение), пропорциональный статическому заряду.

В зависимости от рода измеряемой на выходе величины автокомпенсационные гальванометры делятся на приборы с измерением выходного напряжения (рис. 1-3, а) и приборы с измерением выходного тока (рис. 1-3, б).

Компенсаторы тока с ручным уравниванием осуществляют прямое сравнение измеряемого тока с компенсирующим током, который устанавливается ручной регулировкой. Баланс токов определяется при помощи высокочувствительных электронных гальвано-

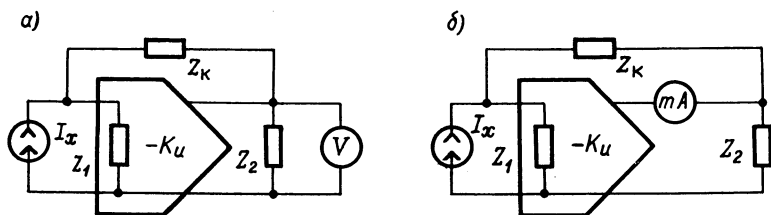


Рис. 1-3. Схемы автокомпенсационных гальванометров с измерением выходного напряжения (а) и выходного тока (б)

метров непосредственной оценки. При неполном балансе токов остаточный ток может быть измерен прибором непосредственной оценки

1-4. Источники и усилители тока и напряжения

При расчете схем электронных гальванометров будут использованы понятия источников и усилителей тока и напряжения.

Источники тока делятся на идеальные и реальные. Идеальным источником тока можно считать такой, через выводы которого протекает ток, не зависящий от величины и характера нагрузки в цепи, подключенной к этим выводам. Напряжение на зажимах идеального источника тока определяется величиной и характером нагрузки. Для активной, емкостной и индуктивной нагрузки получим соответственно

$$u_r = ir; \quad u_C = \frac{1}{C} \int idt; \quad u_L = L \frac{di}{dt}.$$

При постоянном токе

$$i = I_0 = \text{const}; \quad u_r = I_0 r; \quad u_C = I_0 t / C; \quad u_L = 0.$$

Независимость тока источника от нагрузки фактически означает, что его внутренняя проводимость равна нулю. Такой источник в состоянии отдавать во внешнюю цепь неограниченную мощность. На электрических схемах источник тока условно изображают в виде генератора с разрывом цепи при помощи двух стрелок (рис. 1-4, а). При разрыве цепи с идеальным источником тока напряжение на его зажимах бесконечно возрастает, поэтому такой режим является аварийным. Реальный источник тока всегда должен иметь внутреннюю проводимость, которая ограничивает напряжение на его зажимах (рис. 1-4, б).

Реальные источники тока по принципу действия делятся на радиоактивные, электростатические, пьезоэлектрические, резистивные.

Радиоактивные источники тока представляют собой ионизационную камеру с долгоживущим радиоактивным изотопом. В качестве излучателей используются изотопы плутоний-239 (α -излучение), стронций-90 (β -излучение) и другие радиоактивные вещества. Радиоактивные источники тока работают на участке тока насыщения ионизационной камеры. Величина тока пропорциональна интенсивности излучения, напряженности поля и рабочему объему камеры. Радиоактивные источники тока работают в диапазоне от 10^{-10} до 10^{-13} А. Изменение тока осуществляется перекрытием пучка излучаемых частиц при помощи диафрагмы. Флуктуации тока вызываются неравномерностью поступления частиц в камеру. Погрешность аттестации радиоактивных источников тока составляет $\pm 0,5\%$.

Устройство радиоактивного источника тока упрощенно показано на рис. 1-5. Он состоит из радиоактивного излучателя 1, металлической диафрагмы 2, ионизационной камеры 3, коллектора 4 и экрана 5.

Электростатические источники тока основаны на изменении емкости конденсатора, подключенного к источнику постоянного напряжения: $i =$

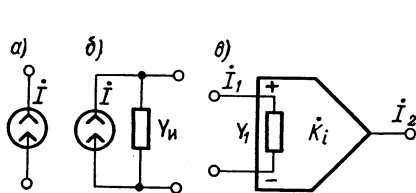


Рис. 1-4. Схемы источников тока: идеального (а), с внутренней проводимостью (б) и усилителя тока (в)

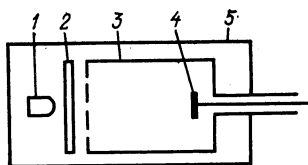


Рис. 1-5. Устройство радиоактивного источника тока

$= U (dC/dt)$. Если емкость изменяется во времени по линейному закону $C = C_0 t$, то источник создает постоянный ток $I_0 = UC_0$. В другой разновидности электростатического источника используется изменение напряжения на конденсаторе постоянной емкости $i = C (du/dt)$. Если напряжение на конденсаторе меняется по линейному закону $u = U_0 t$, то источник создает постоянный ток $I_0 = U_0 C$. Такие источники тока могут работать в диапазоне от 10^{-10} до 10^{-15} А с погрешностью не более 2—5%.

Пьезоэлектрические источники тока основаны на использовании явления поляризации пьезоэлементов под действием механических усилий. Так как заряд q на пластинах пьезоэлемента прямо пропорционален механическому усилию F , приложенному к пластине ($q = AF$), то при линейном изменении во времени усилия $F = F_0 t$ в цепи создается постоянный ток $I_0 = dq/dt = AF_0$.

Реальные источники тока с кристаллами кварца работают в диапазоне от 10^{-11} до 10^{-16} А с погрешностью не более 1—5%. Основные характеристики источников тока, разработанных во ВНИИнауцприбор, приведены в табл. 1-2. Внешний вид одного из них показан на рис. 1-6.

Идеальным усилителем тока называется усилитель тока, обладающий следующими свойствами:

1) входная проводимость усилителя бесконечно велика и, следовательно, падение напряжения на входной цепи равно нулю для любого значения входного тока;

2) выходная проводимость усилителя бесконечно мала и, следовательно, выходной ток не зависит от проводимости нагрузки;

3) выходной ток прямо пропорционален входному току: $i_2 = K_i i_1$.

Реальный усилитель тока (рис. 1-4, в) отличается от идеального тем, что его входная проводимость отлична от нуля, а выходная проводимость не бесконечна велика. Коэффициент передачи по току реального усилителя ос-

Таблица 1-2

Характеристики источников тока

Модель	Пределы изменения тока, А	Погрешность, %	Внутреннее сопротивление, Ом
ИТ-8	$10^{-12} - 10^{-14}$	2—5	10^{12}
ИТ-9	$10^{-13} - 10^{-15}$	3	10^{12}
ИТ-10	$10^{-15} - 10^{-17}$	10	10^{13}

тается неизменным только в определенных пределах изменения входного тока. Входные зажимы усилителя тока, соответствующие синфазному и про-

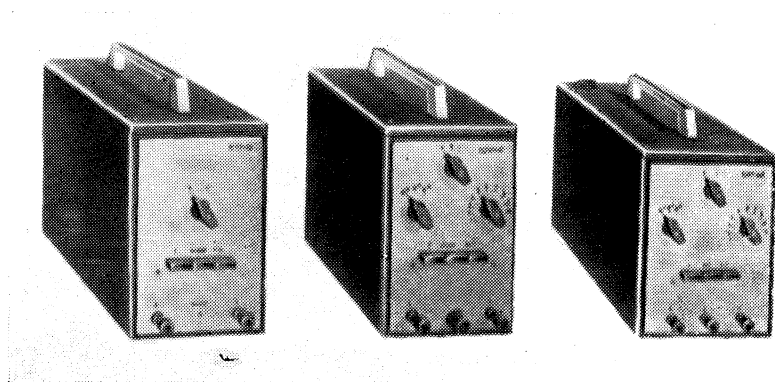


Рис. 1-6. Внешний вид источников тока

тивофазному выходным сигналам, на схеме обозначают соответствующими знаками (+) или (—).

В отличие от источников тока, идеальный источник напряжения имеет на своих выводах напряжение, не зависящее от величины и характера нагрузки в цепи, подключенной к этим выводам. Ток через выводы идеального источника напряжения определяется нагрузкой. Для активной, емкостной и индуктивной нагрузки получим соответственно

$$i_r = ug; \quad i_C = C \frac{du}{dt}; \quad i_L = \frac{1}{L} \int u dt.$$

При постоянном напряжении источника $u = U_0 = \text{const}$,

$$I_r = U_0 g; \quad i_C = 0; \quad i_L = U_0 t/L.$$

Независимость напряжения источника от нагрузки фактически означает, что его внутреннее сопротивление равно нулю. Такой источник также в состоянии отдавать во внешнюю цепь неограниченную мощность. На электрических схемах он условно изображается в виде генератора без разрыва цепи с одной стрелкой (рис. 1-7, а). При коротком замыкании цепи с источником напряжения ток бесконечно возрастает, поэтому такой режим недопустим. Реальный источник напряжения должен иметь внутреннее сопротивление,

которое ограничивает ток через его выводы (рис. 1-7, б). Реальные источники напряжения по принципу действия делятся на электромашинные, электрохимические, термоэлектрические и другие.

Идеальный усилитель напряжения имеет следующие особенности:

- 1) бесконечно большое входное сопротивление, благодаря чему ток в его входной цепи равен нулю;
- 2) равно нулю выходное сопротивление и поэтому его выходное напряжение не зависит от нагрузки;
- 3) выходное напряжение прямо пропорционально входному напряжению: $u_2 = K_u u_1$.

Реальный усилитель напряжения (рис. 1-7, в) отличается от идеального тем, что его входное сопротивление не бесконечно велико, а выходное сопротивление не равно нулю. Коэффициент передачи по напряжению реального усилителя остается неизменным только в определенных пределах изменения входного напряжения.

К усилителям тока относятся магнитные усилители и усилители на биполярных транзисторах, в которых управление производится входным током. К усилителям напряжения относятся усилители на электронных лампах, полевых транзисторах, диэлектрические усилители и т. д., в которых управление производится входным напряжением. При построении электронных гальванометров применяют оба вида усилителей.

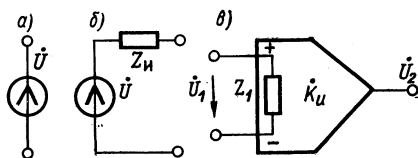


Рис. 1-7. Схемы источников напряжения идеального (а), с внутренним сопротивлением (б) и усилителя напряжения (в)

1-5. Электронные гальванометры непосредственной оценки с образцовыми резисторами

Простейший электронный гальванометр постоянного тока состоит из усилителя тока (или преобразователя входной ток — выходное напряжение) и прибора магнитоэлектрической системы (рис. 1-8). Ток I_b , протекающий через магнитоэлектрический прибор, определяется выражением

$$I_b = I_x \frac{Y_b}{Y_2 + Y_b} \cdot \frac{Y_1}{Y_1 + Y_x} K_i. \quad (1-7)$$

Если входная проводимость усилителя тока достаточно велика ($Y_1 \gg Y_x$), а выходная проводимость достаточно мала ($Y_2 \ll Y_b$), то $I_b \approx I_x K_i$.

Коэффициент передачи устройства определяется выражением

$$K_1 = \frac{I_b}{I_x} = K_{вх} K_{вых} K_i,$$

где $K_{вх} = Y_1 / (Y_1 + Y_x)$ — коэффициент передачи входной цепи; $K_{вых} = Y_b / (Y_2 + Y_b)$ — коэффициент передачи выходной цепи; K_i — коэффициент передачи усилителя тока.

Погрешность измерения простейшего гальванометра

$$\delta_1 = \delta_{вх} + \delta_{вых} + \delta_i,$$

где $\delta_{\text{вх}} = \Delta \dot{K}_{\text{вх}} / \dot{K}_{\text{вх}}$ — нестабильность коэффициента передачи входной цепи; $\delta_{\text{вых}} = \Delta \dot{K}_{\text{вых}} / \dot{K}_{\text{вых}}$ — нестабильность коэффициента передачи выходной цепи; $\delta_i = \Delta \dot{K}_i / \dot{K}_i$ — нестабильность коэффициента усиления усилителя тока.

Основным недостатком простейшей схемы гальванометра является зависимость погрешности от коэффициента усиления, который может меняться в довольно широких пределах. Входная проводимость гальванометра $Y_{\text{вх}} = \dot{I}_1 / \dot{U}_1 = Y_1$ полностью определяется входной проводимостью усилителя тока.

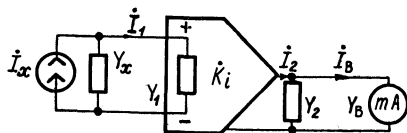


Рис. 1-8. Электронный гальванометр с усилителем тока

Электронные гальванометры не нашли бы такого широкого применения, если бы не существовало способов и средств направленного воздействия на их основные характеристики. Сюда прежде всего относятся: снижение погрешности, повышение входной проводимости и увеличение быстродействия. Все способы повышения метрологических характеристик электронных гальванометров основаны на применении

обратной связи, повышение входной проводимости и увеличение быстродействия. Все способы повышения метрологических характеристик электронных гальванометров основаны на применении

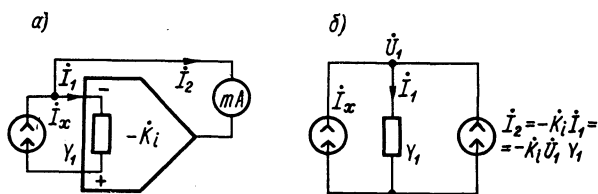


Рис. 1-9. Автокомпенсационный гальванометр с усилителем тока: а — структурная схема; б — эквивалентная схема

обратной связи. Изменение характеристик гальванометра зависит от глубины обратной связи.

При построении автокомпенсационных гальванометров наибольшее распространение получили схемы с параллельной отрицательной обратной связью и измерением выходного тока или напряжения. В некоторых случаях применяется положительная обратная связь (например, для повышения быстродействия).

В простейшем автокомпенсационном гальванометре используется усилитель с полной обратной связью по току. Структурная схема такого автокомпенсатора приведена на рис. 1-9, а, а его эквивалентная схема на рис. 1-9, б. Уравнение для узлового потенциала эквивалентной схемы имеет вид

$$\dot{U}_1 Y_1 = \dot{I}_x - \dot{K}_i \dot{U}_1 Y_1. \quad (1-8)$$

Из уравнения (1-8) получаем коэффициент передачи автокомпенсатора по току и его входную проводимость:

$$\dot{K}_a = \frac{i_2}{i_x} = -\frac{\dot{K}_i}{1 + \dot{K}_i}, \quad (1-9)$$

$$Y_{вх} = Y_1(1 + \dot{K}_i). \quad (1-10)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления по току ($\dot{K}_i \gg 1$) получим $\dot{I}_2 \approx -\dot{I}_x$, т. е. в такой схеме выходной ток повторяет входной. Этот режим непригоден для измерения малых токов, так как требует применения на выходе усилителя магнитоэлектрических приборов высокой чувствительности. Применение же обратной

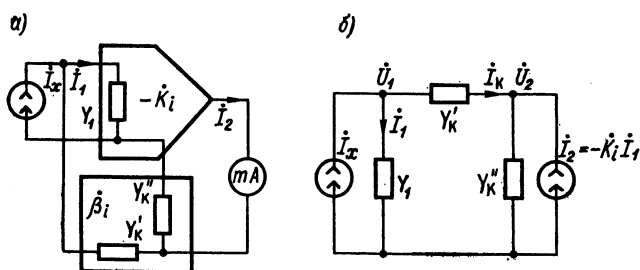


Рис. 1-10. Автокомпенсационный гальванометр с неполной компенсацией: а — структурная схема; б — эквивалентная схема

связи позволяет существенно увеличить входную проводимость и устранить влияние нестабильности коэффициента усиления на погрешность прибора. Благодаря глубокой обратной связи быстродействие гальванометра определяется только быстродействием выходного магнитоэлектрического прибора.

Для построения высокочувствительных гальванометров применяется режим неполной компенсации, при котором только часть выходного тока \dot{I}_2 подводится обратно во входную цепь. Структурная схема автокомпенсатора тока с неполной компенсацией показана на рис. 1-10, а, а его эквивалентная схема на рис. 1-10, б. Составляя уравнения для узловых напряжений схемы рис. 1-10, б, получим

$$\begin{cases} \dot{U}_1(Y_1 + Y'_k) - \dot{U}_2 Y'_k = I_x, \\ -\dot{U}_1 Y'_k + \dot{U}_2(Y'_k + Y''_k) = -\dot{K}_i \dot{I}_1. \end{cases} \quad (1-11)$$

Решая систему уравнений (1-11) относительно узловых напряжений \dot{U}_1 и \dot{U}_2 при условии $Y_1 \gg Y'_k$, найдем

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_x \frac{1}{Y_1(1 + \dot{K}_i \beta_i)}; \quad \dot{U}_2 = -\dot{I}_x \frac{\dot{K}_i}{Y_k(1 + \dot{K}_i \beta_i)}, \quad (1-12)$$

где $\beta_i = I_K/I_2 = Y'_K/Y_K$ — коэффициент обратной связи то току.

Из уравнений (1-12) определим коэффициент передачи автокомпенсатора по току

$$\dot{K}_a = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_x} = -\frac{\dot{K}_i}{1 + \dot{K}_i \dot{\beta}_i}. \quad (1-13)$$

В режиме полной компенсации $\dot{\beta}_i = 1$ и уравнение (1-13) совпадает с уравнением (1-9).

Качество автокомпенсатора тока с неполной компенсацией определяется коэффициентом некомпенсации, равным отношению некомпенсированного тока \dot{I}_i на входе усилителя к току \dot{I}_x источника сигнала

$$\dot{\sigma} = \frac{\dot{I}_i}{\dot{I}_x} = \frac{1}{1 + \dot{K}_i \dot{\beta}_i}. \quad (1-14)$$

Погрешность автокомпенсатора тока зависит от нестабильностей коэффициентов, некомпенсации усиления и обратной связи, так как из уравнений (1-13) и (1-14) следует, что $\dot{I}_2 = \dot{I}_x \dot{K}_a = -\dot{K}_i \dot{\sigma} \dot{I}_x$. Наличие некомпенсированного тока при постоянстве \dot{K}_i и $\dot{\beta}_i$ не вносит погрешности в измерения, так как величина $\dot{\sigma}$ учитывается при градуировке прибора. При большом усилении $|\dot{K}_i \dot{\beta}_i| \gg 1$ и, следовательно, $\dot{\sigma} \approx (\dot{K}_i \dot{\beta}_i)^{-1}$, а $\dot{K}_a \approx 1/\dot{\beta}_i$.

Рассмотрим погрешности автокомпенсационной схемы при условии, что фазовые сдвиги, вносимые усилителем и звеном обратной связи, достаточно малы, т. е. если $\dot{K}_i = K_i$, $\dot{\beta}_i = \beta_i$ и $K_a = K_i/(1 + K_i \beta_i)$. Изменение коэффициентов K_i и β_i приводит к изменению K_a и в показаниях автокомпенсатора тока появляется погрешность

$$\Delta K_a = \left| \frac{\partial K_a}{\partial K_i} \right| \Delta K_i + \left| \frac{\partial K_a}{\partial \beta_i} \right| \Delta \beta_i, \quad (1-15)$$

где $\left| \frac{\partial K_a}{\partial K_i} \right| = \frac{1}{(1 + K_i \beta_i)^2}$; $\left| \frac{\partial K_a}{\partial \beta_i} \right| = \frac{K_i^2}{(1 + K_i \beta_i)^2}$.

Относительная погрешность измерения в соответствии с формулой (1-15) определяется выражением

$$\delta_a = \frac{\Delta K_a}{K_a} = \frac{\delta_K}{1 + K_i \beta_i} + \frac{K_i \beta_i}{1 + K_i \beta_i} \delta_{\beta}. \quad (1-16)$$

При высокоточном и стабильном делителе тока в цепи обратной связи $\delta_{\beta} = 0$ и $\delta_a = \delta_K/(1 + K_i \beta_i)$. Применение в делителе микропроводных резисторов, имеющих погрешность до 0,5% и номиналы до 10^9 Ом, ограничивает измерение малых токов величиной 10^{-13} А. При измерении токов менее 10^{-13} А применяют непроводочные резисторы типов КВМ и КЛМ, имеющие величину 10^8 — 10^{13} Ом и погрешность 10% для сопротивлений до 10^{13} Ом. Тем-

температурный коэффициент их сопротивления составляет 0,2% на 1°C . При изменении напряжения от 10 до 100 В номинал резисторов до 10^{11} Ом может меняться на 5%, а резисторов значений 10^{11} — 10^{13} Ом на 10%. Временная нестабильность этих резисторов составляет 2% в год для резисторов до 10^{11} Ом и 5% в год для резисторов до 10^{12} Ом. С целью повышения стабильности резисторы подвергают искусственному старению. Для снижения погрешности может применяться периодическая калибровка резисторов. Однако, несмотря на возможность отбора и тренировки резисторов, погрешность измерения приборами, содержащими такие резисторы, как правило, не ниже (1—3) %.

Для повышения точности и чувствительности автокомпенсационных гальванометров целесообразно использовать усилители тока с большим коэффициентом усиления K_i . Достоинством автокомпенсационной схемы с неполной компенсацией является ее способность в $(1 + K_i \beta_i)$ раз уменьшать погрешность от изменения коэффициента усиления K_i . Так, например, при $K_i \beta_i = 10^4$ и $\delta_k = 100\%$ относительная погрешность измерения составит всего 0,01%. Все это обеспечивает малую зависимость показаний такой схемы от нестабильности напряжения источников питания, старения элементов схемы и т. п.

Снижение погрешности автокомпенсаторов тока ограничивается собственными шумами усилителя тока и нестабильностью резисторов делителя тока в цепи обратной связи. Если делитель тока выполнен из активных сопротивлений r'_k и r''_k , то коэффициент обратной связи

$$\beta_i = \frac{r''_k}{r'_k + r''_k}.$$

Погрешность автокомпенсатора от звена обратной связи

$$\delta_\beta = \frac{\Delta \beta_i}{\beta_i} = (\delta_{r'_k} + \delta_{r''_k}) \frac{r'_k}{r'_k + r''_k},$$

где $\delta_{r'_k}$ и $\delta_{r''_k}$ — относительные погрешности резисторов делителя тока.

Входная проводимость автокомпенсатора увеличивается в $(1 + K_i \beta_i)$ раз по сравнению с входной проводимостью усилителя тока:

$$Y_{\text{вх}} = I_x / \dot{U}_1 = Y_1 (1 + K_i \beta_i). \quad (1-17)$$

Рассмотрим быстродействие автокомпенсационного гальванометра с неполной компенсацией. Если учесть, что резисторы делителя тока имеют собственные емкости, то операторное выражение выходного тока в соответствии с (1-13) будет иметь вид

$$I_2(p) = I_x(p) / \beta_i(p), \quad (1-18)$$

где $\beta_i(p) = Y'_k(p)/Y_k(p)$ — операторный коэффициент обратной связи; $Y'_k(p) = g'_k + pC'_k$ и $Y''_k(p) = g''_k + pC''_k$ — операторные проводимости делителя тока; $Y_k(p) = Y'_k(p) + Y''_k(p)$ — полная операторная проводимость звена обратной связи.

Выражение (1-18) позволяет определить переходную характеристику гальванометра при $I_x(p) = 1/p$, график которой построен на рис. 1-11:

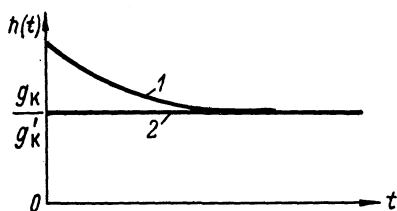


Рис. 1-11. График переходной характеристики гальванометра: 1 — при $\tau_k > \tau'_k$; 2 — при $\tau_k = \tau'_k$

$$h(t) = \frac{g'_k}{g_k} \left[1 - \left(1 - \frac{\tau_k}{\tau'_k} \right) e^{-t/\tau'_k} \right].$$

Выбирая $\tau'_k \approx \tau_k$, можно в значительной мере уменьшить время переходного процесса.

Если учесть внутреннюю проводимость Y_x источника сигнала и выходную проводимость Y_2 усилителя, как показано на рис. 1-12, а, то уравнения (1-11) можно представить в виде (рис. 1-12, б)

$$\begin{cases} \dot{U}_1(Y_1 + Y'_k) - \dot{U}_2 Y'_k = \dot{I}_x \dot{K}_{вх}; \\ -\dot{U}_1 Y'_k + \dot{U}_2(Y'_k + Y''_k) = -\dot{K}_i \dot{K}_{вых} \dot{I}_1, \end{cases} \quad (1-19)$$

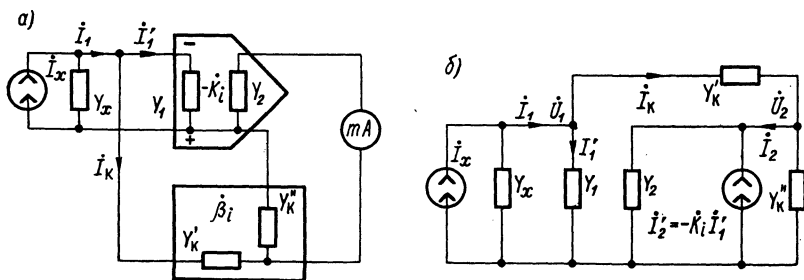


Рис. 1-12. Автокомпенсационный гальванометр: а) структурная схема; б) эквивалентная схема

где $\dot{K}_{вх} = Y_1/(Y_1 + Y_x)$ — коэффициент передачи входной цепи; $\dot{K}_{вых} = Y'_k/(Y_2 + Y'_k)$ — коэффициент передачи выходной цепи.

Решая уравнения (1-19), найдем узловые напряжения

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_x \frac{\dot{K}_{вх}}{Y_1(1 + \dot{K}_i \dot{K}_{вых} \beta_i)}; \quad \dot{U}_2 = -\dot{I}_x \frac{\dot{K}_i \dot{K}_{вх} \dot{K}_{вых}}{Y_k(1 + \dot{K}_i \dot{K}_{вых} \beta_i)}. \quad (1-20)$$

Из уравнений (1-20) определим коэффициент передачи автокомпенсатора тока

$$K_a = \frac{i_2}{i_x} = - \frac{\dot{K}_i \dot{K}_{\text{вх}} \dot{K}_{\text{вых}}}{1 + \dot{K}_i \dot{K}_{\text{вых}} \dot{\beta}_i}. \quad (1-21)$$

Как видно из выражения (1-21), внутренняя проводимость источника сигнала и выходная проводимость усилителя несколько снижают коэффициент передачи. Однако при большом коэффициенте усиления усилителя ($\dot{K}_i \dot{K}_{\text{вых}} \dot{\beta}_i \gg 1$), коэффициент передачи автокомпенсатора практически не зависит от выходной проводимости усилителя, т. е.

$$\dot{K}_a = - \dot{K}_{\text{вх}} / \dot{\beta}_i.$$

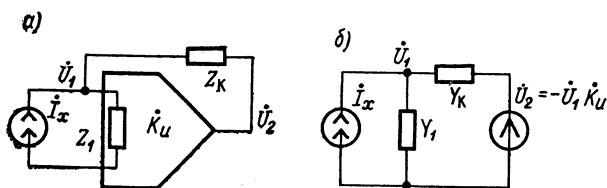


Рис. 1-13. Автокомпенсационный гальванометр с усилителем напряжения: а — структурная схема; б — эквивалентная схема

Перейдем к рассмотрению автокомпенсаторов тока с усилителями напряжения. Простейшая схема такого автокомпенсатора приведена на рис. 1-13, а, а его эквивалентная схема на рис. 1-13, б. Цепь обратной связи состоит из сопротивления Z_k . Выходное напряжение \dot{U}_2 пропорционально напряжению \dot{U}_1 на входе усилителя.

Для расчета основных характеристик автокомпенсатора рассмотрим эквивалентную схему рис. 1-13, б. Преобразуя источник напряжения \dot{U}_2 в эквивалентный источник тока $\dot{I}_2 = -\dot{K}_u Y_k \dot{U}_1$, составим уравнение для узлового напряжения

$$\dot{U}_1 (Y_1 + Y_k) = \dot{I}_x - \dot{K}_u Y_k \dot{U}_1. \quad (1-22)$$

Из уравнения (1-22) определим коэффициент передачи автокомпенсатора

$$\dot{K}_a = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_x} = - \frac{\dot{K}_u}{Y_1 + Y_k (1 + \dot{K}_u)}. \quad (1-23)$$

Если входное сопротивление и коэффициент усиления усилителя достаточно велики ($Y_1 \approx 0$, $\dot{K}_u \gg 1$), то коэффициент передачи автокомпенсатора в соответствии с (1-23) зависит только от проводимости цепи обратной связи: $\dot{K}_a \approx -1/Y_k = -Z_k$.

Входную проводимость автокомпенсатора можно найти из уравнения (1-22):

$$Y_{\text{вх}} = \frac{i_x}{U_1} = -\frac{\dot{K}_u}{\dot{K}_a} = Y_1 + Y_k (1 + K_u).$$

При большом коэффициенте усиления ($K_u \gg 1$) входная проводимость полностью определяется проводимостью цепи обратной связи: $Y_{\text{вх}} \approx Y_k K_u$.

Быстродействие автокомпенсатора зависит от входной проводимости $Y_{\text{вх}}$. Для определения быстродействия найдем переходную характеристику из операторного уравнения

$$U_2(p) = -I_x(p) \frac{K_u(p)}{Y_{\text{вх}}(p)}. \quad (1-24)$$

Полагая, что $Y_{\text{вх}}(p) = g_{\text{вх}} + pC_{\text{вх}}$, где $g_{\text{вх}} = g_1 + g_k(1 + K_u)$ — активная составляющая входной проводимости, а $C_{\text{вх}} = C_1 + C_k(1 + K_u)$ — входная емкость автокомпенсатора, при $I_x(p) = 1/p$ возьмем обратное преобразование Лапласа и получим переходную характеристику автокомпенсатора

$$h(t) = -K_u (1 - e^{-t/\tau_{\text{вх}}})/g_{\text{вх}}. \quad (1-25)$$

Постоянная времени входной цепи автокомпенсатора $\tau_{\text{вх}} = C_{\text{вх}}/g_{\text{вх}}$ при большом коэффициенте усиления почти полностью определяется постоянной времени цепи обратной связи — $\tau_{\text{вх}} \approx C_k/g_k$.

Комплексная частотная характеристика автокомпенсатора определяется из выражения (1-24) при $p = j\omega$

$$K_a(j\omega) = -\frac{K_u(j\omega)}{Y_{\text{вх}}(j\omega)} \approx -\frac{1}{Y_k(j\omega)},$$

где $K_u(j\omega)$ — частотная характеристика усилителя напряжения; $Y_{\text{вх}}(j\omega)$ — комплексная входная проводимость автокомпенсатора; $Y_k(j\omega) = g_k - j\omega C_k$ — комплексная проводимость цепи обратной связи.

Представим нормированную частотную характеристику автокомпенсатора в виде

$$G_a(j\omega) = \frac{K_a(j\omega)}{K_a(0)} = G_a(\omega) e^{j\varphi_a(\omega)}, \quad (1-26)$$

где $G_a(\omega) = (\sqrt{1 + \omega^2 \tau_k^2})^{-1}$ — нормированная амплитудно-частотная характеристика автокомпенсатора; $\varphi_a(\omega) = -\varphi_k(\omega) = -\arctg \omega \tau_k$ — нормированная фазо-частотная характеристика автокомпенсатора.

График амплитудно-частотной характеристики автокомпенсатора в логарифмическом масштабе представлен на рис. 1-14, а. На сравнительно низких частотах, для которых выполняется условие

$\omega \ll 1/\tau_k$, амплитудно-частотная характеристика практически не зависит от частоты ($G_a(\omega) = 1$). С повышением частоты до $\omega_0 = 1/\tau_k$ амплитудно-частотная характеристика уменьшается на 3 дБ. На сравнительно высоких частотах ($\omega \gg 1/\tau_k$) амплитудно-частотная характеристика убывает по закону $G_a(\omega) = 1/\omega\tau_k$. При изменении частоты на один порядок амплитудно-частотная характе-

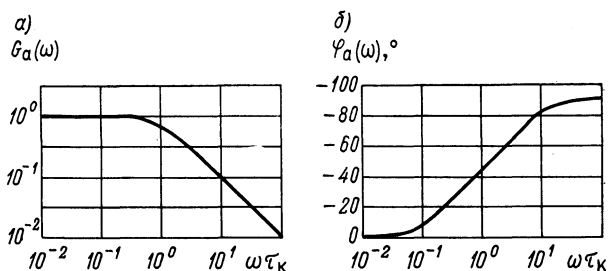


Рис. 1-14. Графики амплитудно-частотной (а) и фазо-частотной (б) характеристик компенсационного гальванометра

ристика убывает на 20 дБ (т. е. наклон амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот составляет 20 дБ/дек или 6 дБ/окт). Полоса частот сигнала, пропускаемых автокомпенсатором на уровне 3 дБ, $f_{3\text{дБ}} = 1/2\pi\tau_k$, а время нарастания $t_r = 2,2 \tau_k$.

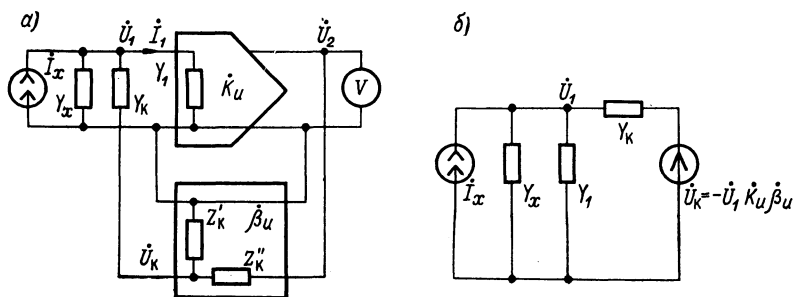


Рис. 1-15. Гальванометр с корректирующим звеном в цепи отрицательной обратной связи: а — структурная схема; б — эквивалентная схема

График фазо-частотной характеристики автокомпенсатора $\varphi_a(\omega)$ в полулогарифмическом масштабе приведен на рис. 1-14, б. На частоте $f_{3\text{дБ}}$ фазовый сдвиг $\varphi_a(\omega_0) = -45^\circ$.

Рассмотрим схему автокомпенсатора тока с усилителем напряжения и корректирующим звеном β_u в цепи обратной связи, которая показана на рис. 1-15, а. Эквивалентная схема автокомпенсатора приведена на рис. 1-15, б. Корректирующее звено β_u может вклю-

чать в себя делители напряжения и реактивные элементы, улучшающие частотные и другие характеристики автокомпенсатора.

Уравнение узлового потенциала для схемы рис. 1-15, б имеет вид

$$\dot{U}_1(Y_x + Y_1 + Y_k) = \dot{I}_x + \dot{U}_k Y_k, \quad (1-27)$$

где $\dot{U}_k = \dot{U}_2 \dot{\beta}_u$ — напряжение обратной связи; $\dot{\beta}_u$ — коэффициент передачи по напряжению звена обратной связи; $Y_1 = g_1 + j\omega C_1$ — входная проводимость усилителя напряжения; $Y_k = g_k + j\omega C_k$ — проводимость цепи обратной связи; Y_x — внутренняя проводимость источника сигнала.

Используя выражение (1-27), найдем коэффициент передачи автокомпенсатора

$$\dot{K}_a = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_x} = - \frac{\dot{K}_u}{Y_x + Y_1 + Y_k (1 + \dot{K}_u \dot{\beta}_u)}. \quad (1-28)$$

При $\dot{\beta}_u = 1$ и $Y_x = 0$ это выражение совпадает с формулой (1-23). Входная проводимость автокомпенсатора определяется выражением

$$Y_{вх} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} = Y_1 + Y_k (1 + \dot{K}_u \dot{\beta}_u) = Y_k \left(\frac{Y_1 + Y_k}{Y_k} + \dot{K}_u \dot{\beta}_u \right).$$

Принимая во внимание, что $\dot{K}_{о.с} = Y_k / (Y_1 + Y_k)$ — коэффициент передачи напряжения обратной связи \dot{U}_k на вход усилителя, получим

$$Y_{вх} = Y_k (1 + \dot{K}_{о.с} \dot{K}_u \dot{\beta}_u) / \dot{K}_{о.с}. \quad (1-29)$$

Коэффициент передачи автокомпенсатора по току без учета собственной проводимости источника сигнала имеет вид

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{K}_u}{Y_1 + Y_k (1 + \dot{K}_u \dot{\beta}_u)} = \frac{\dot{K}_u}{Y_{вх}} = \frac{\dot{K}_u \dot{K}_{о.с}}{Y_k (1 + \dot{K}_u \dot{K}_{о.с} \dot{\beta}_u)}. \quad (1-30)$$

При большом усилении системы и глубокой обратной связи $\dot{K}_u \dot{K}_{о.с} \dot{\beta}_u \gg 1$, коэффициент передачи в соответствии с (1-30) определяется формулой

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} = \frac{1}{Y_k \dot{\beta}_u}, \quad (1-31)$$

а входная проводимость $Y_{вх} = Y_k \dot{K}_u \dot{\beta}_u$.

Из рассмотрения выражений (1-30) и (1-31) следует, что коэффициент передачи автокомпенсатора зависит только от коэффициента передачи звена обратной связи $\dot{\beta}_u$ и проводимости образцового резистора Y_k , поэтому использование усилителей с большим коэффициентом усиления, охваченных глубокой обратной связью, позволяет стабилизировать коэффициент передачи автокомпенсатора.

К тому же эффективная входная проводимость автокомпенсатора, как следует из выражения (1-29), увеличивается примерно в $K_u \beta_u$ раз.

Переходную характеристику гальванометра можно определить, вычисляя отклик на единичный скачок входного тока. Переходя к операторному коэффициенту передачи, из уравнения (1-30) найдем

$$\frac{U_2(p)}{I_1(p)} = \frac{K_u(p)}{g_{вх}(1 + p\tau_{вх})}.$$

Полагая $I_1(p) = 1/p$ и $K_u(p) = K_u$, получим

$$H(p) = \frac{K_u}{pC_{вх}(p + 1/\tau_{вх})},$$

откуда после обратного преобразования определим переходную характеристику гальванометра

$$h(t) = \frac{K_u}{g_{вх}} (1 - e^{-t/\tau_{вх}}).$$

В установившемся режиме, когда производится отсчет измеряемого тока, $t \gg \tau_{вх}$ и

$$U_2 = I_1 \frac{K_u}{g_{вх}} = I_1 \frac{K_u}{g_1 + g_k(1 + K_u \beta_u)}. \quad (1-32)$$

Погрешность измерения тока в соответствии с формулой (1-32) определяется выражением

$$\begin{aligned} \delta_a = & \frac{\delta_u}{1 + \frac{g_k K_u \beta_u}{g_1 + g_k}} + \frac{\delta_1}{1 + \frac{g_k(1 + K_u \beta_u)}{g_1}} + \\ & + \frac{\delta_k}{1 + \frac{g_1}{g_k(1 + K_u \beta_u)}} + \frac{\delta_\beta}{1 + \frac{g_1 + g_k}{g_k K_u \beta_u}}, \end{aligned}$$

где $\delta_u = \Delta K_u / K_u$ — относительное изменение коэффициента усиления усилителя напряжения; $\delta_1 = \Delta g_1 / g_1$ — относительное изменение входной проводимости усилителя напряжения; $\delta_k = \Delta g_k / g_k$ — относительное изменение проводимости цепи обратной связи; $\delta_\beta = \Delta \beta_u / \beta_u$ — относительное изменение коэффициента передачи корректирующего звена обратной связи.

При достаточно большом коэффициенте усиления ($K_u \beta_u \gg 1$) относительная погрешность принимает вид

$$\delta \approx \delta_k + \delta_\beta.$$

Таким образом, при большом коэффициенте усиления основная погрешность гальванометра складывается из погрешности звена обратной связи и погрешности образцового резистора. При недостаточно большом коэффициенте усиления начинают влиять

погрешности, вносимые изменением коэффициента усиления и входным сопротивлением усилителя напряжения.

Временные характеристики гальванометра определяются постоянной времени

$$\tau_{\text{вх}} = \frac{C_{\text{вх}}}{g_{\text{вх}}} = \frac{C_1 + C_k (1 + K_u \beta_u)}{g_1 + g_k (1 + K_u \beta_u)}.$$

Если входная проводимость усилителя напряжения достаточно мала, то $g_1 \ll g_k$ и

$$\tau_{\text{вх}} = \left(C_k + \frac{C_1}{1 + K_u \beta_u} \right) / g_k \approx C_k / g_k.$$

Уменьшение постоянной времени можно осуществить уменьшением емкости C_k , которая состоит из распределенной емкости резистора g_k и емкости монтажа. Для промышленных резисторов типа КВМ и КЛМ собственная емкость составляет 1—3 пФ. Распределенная емкость резистора может быть снижена путем применения эквипотенциальной защиты при помощи специальных экранов. Кроме того, уменьшение постоянной времени достигается применением корректирующих схем в звене обратной связи.

Один из методов коррекции заключается в использовании интегрирующего звена в цепи отрицательной обратной связи. Схема такого гальванометра приведена на рис. 1-16. В этой схеме коррекция осуществляется за счет роста усиления по мере уменьшения полного входного сопротивления. Глубина обратной связи уменьшается с ростом частоты, что приводит к увеличению усиления на высоких частотах.

Так как коэффициент обратной связи $\beta_u = 1/(1 + j\omega\tau_\beta)$, то входная проводимость в соответствии с (1-29)

$$Y_{\text{вх}} = Y_1 + Y_k (1 + K_u \beta_u) = g_{\text{вх}} + j\omega C_{\text{вх}},$$

где

$$g_{\text{вх}} = g_1 + g_k \left(1 + K_u \frac{1 + \omega^2 \tau_\beta \tau_k}{1 + \omega^2 \tau_\beta^2} \right);$$

$$C_{\text{вх}} = C_1 + C_k \left(1 + K_u \frac{1 - \tau_\beta / \tau_k}{1 + \omega^2 \tau_\beta^2} \right); \quad (1-33)$$

$\tau_\beta = C_\beta / g_\beta$ — постоянная времени звена обратной связи.

Как следует из выражения (1-33), при осуществлении коррекции можно сделать емкость $C_{\text{вх}} = 0$ путем соответствующего подбора постоянной времени τ_k , однако такой режим оказывается неустойчивым, поэтому на практике осуществляется режим, когда $\tau_k = \tau_\beta$. В этом случае $C_{\text{вх}} = C_1 + C_k$, $g_{\text{вх}} = g_1 + g_k (1 + K_u)$. Постоянная времени такого гальванометра определяется выражением

$$\tau_{\text{вх}} = C_{\text{вх}} / g_{\text{вх}} = \frac{C_1 + C_k}{g_1 + g_k (1 + K_u)}.$$

При $K_u \gg 1$ и $g_1 < g_k$ получим $\tau_{вх} = (C_1 + C_k)/g_k K_u$. Таким образом, постоянная времени входной цепи может быть сделана достаточно малой путем увеличения коэффициента усиления K_u усилителя.

Другим способом снижения постоянной времени входной цепи является введение положительной обратной связи, как это показано на рис. 1-17. Дополнительная положительная обратная связь подается через емкость C_0 на вход схемы в ту же точку, куда подводится и напряжение отрицательной обратной связи. Для изменения фазы выходного напряжения и регулирования глубины положительной обратной связи вводится пассивная или активная μ -цепь (обычно $\mu < 1$). Прак-

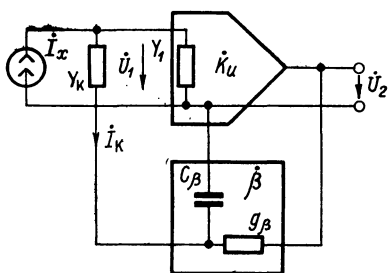


Рис. 1-16. Гальванометр с коррекцией интегрирующим звеном

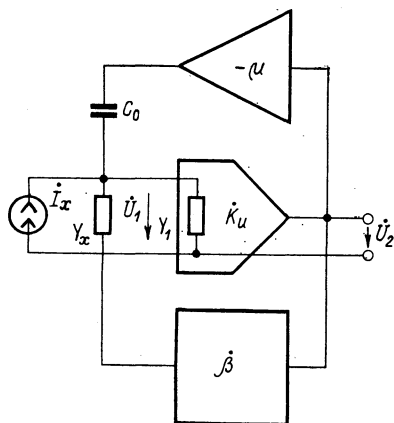


Рис. 1-17. Схема коррекции при помощи положительной обратной связи

тически μ -цепь выполняется в виде анодного или коллекторного повторителя, или небольшого добавочного сопротивления, включенного в катод или эмиттер оконечного каскада с анодной или коллекторной нагрузкой.

Комплексная входная проводимость гальванометра по схеме рис. 1-17 с учетом положительной обратной связи

$$Y_{вх} = Y_1 + Y_k (1 + K_u \beta_u) + Y_0 (1 - K_u \mu), \quad (1-34)$$

где $Y_0 = j\omega C_0$ реактивная проводимость корректирующей емкости в звене положительной обратной связи.

Активная и реактивная составляющие входной проводимости в соответствии с выражением (1-34) определяются формулами

$$g_{вх} = g_1 + g_k (1 + K_u \beta_u);$$

$$C_{вх} = C_1 + C_k (1 + K_u \beta_u) + C_0 (1 - K_u \mu) \approx K_u (C_k \beta_u - C_0 \mu).$$

Подбором величины корректирующей емкости C_0 и коэффициента передачи μ звена положительной обратной связи можно обеспечить $C_{вх} = 0$, при этом $C_0 = C_k \beta_u / \mu$. В этом случае постоянная времени

входной цепи $\tau_{вх} = 0$ и, следовательно, усилитель становится практически безынерционным.

Другой разновидностью электронных гальванометров с отрицательной обратной связью являются гальванометрические компенсаторы, в которых используют высокочувствительные электро-механические гальванометрические преобразователи. По типу преобразователя эти приборы делятся на фотогальванометрические и индукционно-гальванометрические.

На рис. 1-18, а показана схема фотогальванометрического компенсатора. Измеряемый ток I_x подводится к рамке высокочувствительного гальванометра Γ , к которой также подводится ток обратной связи I_k . При повороте рамки на некоторый угол α изменяются

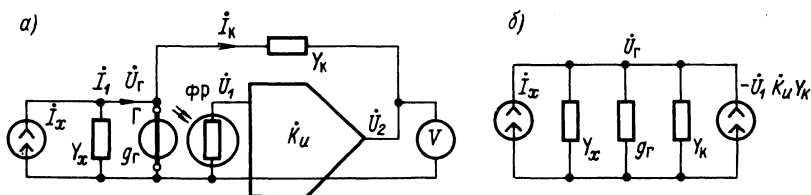


Рис. 1-18. Фотогальванометрический компенсационный гальванометр: а — структурная схема; б — эквивалентная схема

состояние чувствительного фоторезистора ΦP и величина компенсирующего тока I_k . Компенсация измеряемого тока будет неполной, в результате чего по рамке гальванометра Γ протекает ток некомпенсации. Аналогично автокомпенсаторам эти приборы выполняют по схемам с измерением выходного напряжения или выходного тока.

Эквивалентная схема фотогальванометрического компенсатора показана на рис. 1-18, б. Уравнение для узлового потенциала схемы имеет вид

$$\dot{U}_r = (Y_x + Y_k + g_r) = I_x - \dot{U}_1 K_u Y_k. \quad (1-35)$$

Из уравнения (1-35) найдем коэффициент передачи гальванометрического компенсатора

$$K_a = \frac{\dot{U}_2}{I_1} = \frac{K_u K_r g_r}{g_r + Y_k (1 + g_r K_u K_r)}.$$

При достаточно большом усилении системы ($g_r K_u K_r \gg 1$) коэффициент передачи полностью определяется проводимостью цепи обратной связи: $K_a = 1/Y_k$.

Входная проводимость гальванометрического компенсатора может быть рассчитана по формуле

$$Y_{вх} = g_r + Y_k (1 + g_r K_u K_r) = g_{вх} + j\omega C_{вх},$$

где $g_{вх} = g_r + g_k (1 + g_r K_u K_r)$; $C_{вх} = C_k (1 + g_r K_u K_r)$.

Таким образом, гальванометрические компенсаторы имеют характеристики, аналогичные автокомпенсаторам. При большом усилении системы основные характеристики полностью определяются проводимостью Y_k цепи обратной связи. Подробнее гальванометрические компенсаторы рассмотрены в работах [10, 31].

1-6. Электронные гальванометры непосредственного измерения с образцовыми конденсаторами

При измерении малых токов широкое распространение получили электронные гальванометры, в которых используется метод определения заряда на образцовом конденсаторе C_k , создаваемого измеряемым током I_x за некоторое определенное время t_n . Такие приборы обычно называют интеграторами тока.

Как правило, для снижения входного сопротивления прибора и улучшения его точности образцовый конденсатор C_k включают в цепь отрицательной обратной связи (рис. 1-19). Применение конденсатора в качестве образцового элемента позволяет достичь более высокой точности, так как погрешность аттестации и нестабильность в течение длительного времени для конденсаторов значительно меньше, чем для высокоомных резисторов. При этом среднее значение тока определяется по известной формуле.

Простейшие интеграторы тока представляют собой циклические приборы, в которых после каждого цикла измерения требуется возвращение схемы в исходное состояние, т. е. требуется разряд интегрирующего конденсатора. Иногда для получения текущего значения тока на выходе интегратора включают дифференцирующее устройство в виде простейшей RC -цепи или операционного дифференцирующего усилителя.

Структурная схема интегратора тока с учетом сопротивления изоляции образцового конденсатора r_k полностью соответствует схеме рис. 1-15 в методе измерения с образцовыми резисторами. Существенным отличием является только выбор величин элементов и, соответственно с этим, режима измерения.

Коэффициент передачи и входная проводимость определяются выражениями (1-28) и (1-29). Напряжение на выходе гальванометра в соответствии с (1-28) имеет вид

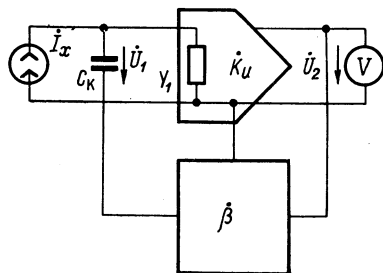


Рис. 1-19. Схема интегрирующего гальванометра

$$U_2 = I_x \frac{K_u}{g_{вх}} (1 - e^{-t_n / \tau_{вх}}). \quad (1-36)$$

Для того чтобы в схеме соблюдался режим интегрирования, необходимо выполнение условия $t_n \ll \tau_{вх}$. В этом случае, разлагая экспоненциальный член выражения (1-36) в ряд Тейлора и ограничиваясь двумя членами, получим

$$U_2 = I_x \frac{K_u t_n}{C_{вх}} \left(1 - \frac{t_n}{2\tau_{вх}} \right). \quad (1-37)$$

Значения $\tau_{вх}$ и $C_{вх}$ определяются из выражений, поясняющих формулу (1-24).

Пренебрегая вторым членом в формуле (1-37), получим

$$U_2 = I_x \frac{K_u t_n}{C_{вх}} = I_x \frac{K_u t_n}{C_1 + C_k (1 + K_u \beta_u)}. \quad (1-38)$$

Второй член выражения (1-37) можно рассматривать как основную ошибку, вносимую нелинейностью интегратора:

$$\delta_\tau = \frac{t_n}{2\tau_{вх}}. \quad (1-39)$$

Эта ошибка уменьшается с увеличением постоянной времени входной цепи. Однако максимальное значение $\tau_{вх}$, как следует из выражения (1-38), не может превышать постоянной времени цепи обратной связи; если $K_u \beta_u \gg 1$, $C_k \geq C_1$ и $g_k \geq g_1$, то $\tau_{вх, макс} \leq C_k / g_k$.

Погрешность измерения тока в соответствии с формулой (1-38) определяется выражением

$$\begin{aligned} \delta_n = & \frac{\delta_u}{1 + \frac{K_u \beta_u}{1 + C_1 / C_k}} + \frac{\delta_\beta}{1 + \frac{C_1 + C_k}{C_k K_u \beta_u}} + \frac{\delta_{C_k}}{1 + \frac{C_1}{C_k (1 + K_u \beta_u)}} + \\ & + \frac{\delta_{C_1}}{1 + \frac{C_k}{C_1} (1 + K_u \beta_u)} + \delta_t, \end{aligned} \quad (1-40)$$

где $\delta_u = \Delta K_u / K_u$ — относительное изменение коэффициента усиления усилителя напряжения; $\delta_\beta = \Delta \beta_u / \beta_u$ — относительное изменение коэффициента передачи звена обратной связи; $\delta_{C_k} = \Delta C_k / C_k$ — относительное изменение емкости образцового конденсатора; $\delta_{C_1} = \Delta C_1 / C_1$ — относительное изменение входной емкости усилителя; $\delta_t = \Delta t_n / t_n$ — относительное изменение времени интегрирования.

При достаточно большом коэффициенте усиления ($K_u \beta_u \gg 1$) относительная погрешность интегратора тока принимает вид

$$\delta_n = \delta_{C_k} + \delta_\beta + \delta_t.$$

Таким образом, при большом коэффициенте усиления основная погрешность складывается из неустойчивости и неточности опреде-

ления времени интегрирования t_n , погрешности звена обратной связи и нестабильности и неточности изготовления образцового конденсатора C_k .

Погрешность установки времени интегрирования может быть сделана достаточно малой ($\delta_t < 0,01\%$), так же как и погрешность делителя в звене обратной связи ($\delta_\beta < 0,01\%$). В связи с этим основная погрешность измерения определяется погрешностью емкости образцового конденсатора C_k , которая для лучших образцов конденсаторов имеет величину $\delta_{C_k} = 0,1-0,5\%$. Все это обусловило сравнительно высокую точность интеграторов тока ($\delta_n < 2\%$).

Для получения выходного напряжения, пропорционального текущему значению измеряемого тока, можно использовать дифференцирующее устройство, установленное на выходе интегратора тока. Схема интегратора тока с дифференцирующим звеном показана на рис. 1-20.

Напряжение на выходе интегратора тока

$$U_2(p) = I_x(p) \frac{K_u}{C_{вх}} \cdot \frac{1}{p + 1/\tau_{вх}}.$$

Принимая во внимание, что коэффициент передачи дифференцирующего звена

$$H_1(p) = \frac{U'_2(p)}{U_2(p)} = \frac{p}{p + 1/\tau_d},$$

где $\tau_d = R_d C_d$, получим выходное напряжение устройства

$$U'_2(p) = I_x(p) \frac{K_u}{C_{вх}} \cdot \frac{p}{(p + 1/\tau_{вх})(p + 1/\tau_d)}.$$

Мгновенное значение выходного напряжения при ступенчатом изменении входного тока ($I_x(p) = I_x/p$) после взятия обратного преобразования Лапласа

$$u'_2(t) = I_x \frac{K_u}{C_{вх}} \frac{\tau_{вх}\tau_d}{\tau_{вх} - \tau_d} (e^{-t_n/\tau_{вх}} - e^{-t_n/\tau_d}). \quad (1-41)$$

Если время интегрирования t_n удовлетворяет условию $\tau_{вх} \gg t_n \gg \tau_d$, то

$$U'_2 = I_x \frac{\dot{K}_u}{C_{вх}} \tau_d = I_x \frac{\dot{K}_u \tau_d}{C_1 + C_k(1 + \dot{K}_u \beta_u)}. \quad (1-42)$$

Из сравнения выражений (1-42) и (1-38) следует, что чувствительность устройства с дифференцирующим звеном на выходе интегратора значительно ниже, так как $\tau_d \ll t_n$.

Погрешность измерения, аналогичная (1-40), складывается из погрешности образцового конденсатора δ_{C_k} , погрешности коэффициента передачи звена обратной связи δ_β и погрешности постоянной времени дифференцирующего звена δ_d , т. е.

$$\delta_n = \delta_{C_k} + \delta_\beta + \delta_d.$$

Допустимые значения погрешностей δ_{C_K} и δ_{β} указаны выше, а погрешность дифференцирующего звена δ_d можно сделать достаточно малой ($\delta_d < 0,1\%$). Если же время интегрирования недостаточно велико и $\tau_{вх} > t_n$, то появляется дополнительная погрешность нелинейности интегратора, определяемая выражением (1-39).

Автоматическая компенсация зарядного тока интегрирующей емкости позволяет получить значительное увеличение времени интегрирования. Схема устройства с автокомпенсацией зарядного тока представлена на рис. 1-21. Выходное напряжение интегратора тока через интегрирующую цепь $C_n R_n$ подводится к образцовому конденсатору C_K , создавая компенсирующий ток.

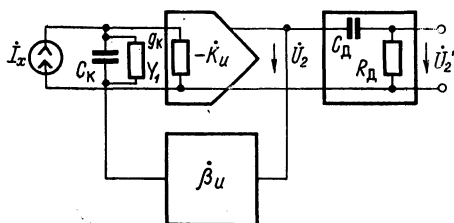


Рис. 1-20. Схема интегратора тока с дифференцирующим звеном

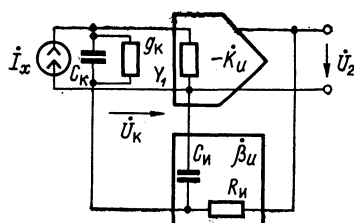


Рис. 1-21. Схема интегратора тока с автокомпенсацией зарядного тока

Определим коэффициент передачи этого устройства, пользуясь выражением (1-42). Коэффициент передачи звена обратной связи

$$\beta_u = \frac{\dot{U}_K}{\dot{U}_2} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_n},$$

где $\tau_n = R_n C_n$ — постоянная времени интегрирующей цепи.

Выходное напряжение в соответствии с (1-42) будет таким: $\dot{U}_2 = \dot{I}_x \dot{K}_u / Y_{вх}$, где $Y_{вх} = Y_1 + Y_K (1 + K_u \beta_u)$. Подставляя значение β_u , получим

$$Y_{вх} = g_1 + \frac{K_n \omega^2 C_K \tau_n}{1 + \omega^2 \tau_n^2} + j\omega \left(C_1 + C_K + \frac{C_K K_u}{1 + \omega^2 \tau_n^2} \right). \quad (1-43)$$

Рассмотрим переходную характеристику устройства. Используя значение входной проводимости (1-43), для ступенчатого входного воздействия ($I_x(p) = I_x/p$) получим

$$U_2(p) = \frac{I_x K_u}{\tau_n (C_1 + C_K)} \cdot \frac{1 + p\tau_n}{p(p^2 + Ap + B)}, \quad (1-44)$$

где

$$A = \frac{1}{\tau_n} \left(1 + K_u \frac{C_K}{C_1 + C_K} \right) + \frac{g_1}{C_1 + C_K}; \quad B = \frac{g_1}{\tau_n (C_1 + C_K)}.$$

Выходное напряжение интегратора тока с компенсацией зарядного тока в соответствии с (1-44) определяется выражением

$$u_2(t) = \frac{K_u I_x}{g_1} \left(1 - \frac{1 + p_1 \tau_n}{1 - p_1/p_2} e^{p_1 t} - \frac{1 + p_2 \tau_n}{1 - p_2/p_1} e^{p_2 t} \right),$$

где $p_{1,2} = -\frac{A}{2} \pm \sqrt{\frac{A^2}{4} - B}$ — корни характеристического уравнения.

Из выражения для выходного напряжения следует, что в установившемся режиме, когда $t \rightarrow \infty$, выходное напряжение пропорционально текущему значению тока: $U_2 = I_x K_u / g_1$.

Рассмотрим быстрое действие гальванометра. Если выполняется условие $|p_2| > 1/\tau_n > |p_1|$, то выражение выходного напряжения можно упростить

$$u_2(t) = \frac{K_u I_x}{g_1} [1 - e^{p_1 t} - p_1 \tau_n (e^{p_1 t} - e^{p_2 t})].$$

При достаточно большой постоянной времени интегрирующей цепи в звене обратной связи ($\tau_n \rightarrow \infty$), $p_1 \rightarrow 0$, а $p_2 \rightarrow A$. В этом случае выражение выходного напряжения принимает вид

$$u_2(t) = -\frac{I_x K_u \tau_n}{C_1 + C_k (1 + K_u) + \tau_n g_1} (1 - e^{p_2 t}). \quad (1-45)$$

Из выражения (1-45) следует, что время нарастания выходного напряжения определяется постоянной времени $\tau_2 = 1/p_2$:

$$t_r = \frac{2,2 (C_1 + C_k)}{g_1 + \frac{C_1 + C_k (1 + K_u)}{\tau_n}}. \quad (1-46)$$

Если постоянная времени интегрирующей цепи $\tau_n \rightarrow \infty$, то $t_r \rightarrow 2,2 (C_1 + C_k)/g_1$, т. е. время установления выходного напряжения практически не зависит от постоянной времени интегрирующей цепи в звене обратной связи при достаточно большой величине последней.

Постоянная времени интегратора тока определяется в основном качеством интегрирующего конденсатора C_k , так как

$$\tau_{вк} = \frac{C_1 + C_k (1 + K_u \beta_u)}{g_1 + g_k (1 + K_u \beta_u)}.$$

При использовании конденсаторов с воздушным диэлектриком величина проводимости утечки g_k в основном определяется опорными изоляторами, к которым крепятся пластины конденсатора, как показано на рис. 1-22, а.

Для увеличения постоянной времени интегратора при использовании конденсаторов с воздушным диэлектриком можно применить охранный электрод, который отводит токи утечки по опорному изолятору на корпус. Охранный электрод помещается между опор-

ными изоляторами и соединяется с общей шиной усилителя, как показано на рис. 1-22, б. При этом проводимость g'_k между входным опорным изолятором и охранным электродом оказывается

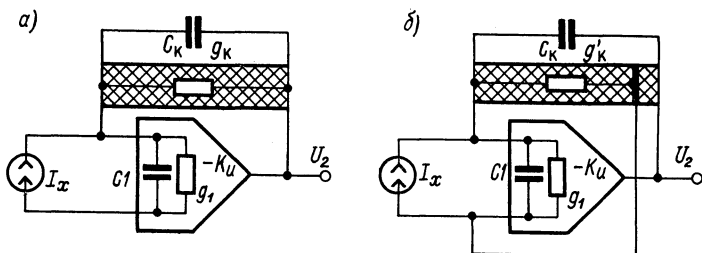


Рис. 1-22. Способы включения накопительного конденсатора: а — без охранный электрода; б — с охранным электродом

включенной параллельно g_1 . Постоянная времени интегратора тока в этом случае

$$\tau'_{\text{вх}} = \frac{C_1 + C_k (1 + K_u \beta_u)}{g_1 + g_k}.$$

Введение охранный электрода приводит к увеличению постоянной времени в число раз, определяемое выражением

$$k_\tau = \frac{\tau'_{\text{вх}}}{\tau_{\text{вх}}} = 1 + \frac{g_k}{g_1 + g_k} (1 + K_u \beta_u).$$

Использование усилителя напряжения с малой входной проводимостью ($g_1 \ll g_k$) позволяет увеличить постоянную времени на несколько порядков, так как в этом случае $k_\tau \approx 2 + K_u \beta_u$. Конструктивное выполнение конденсаторов

с воздушным диэлектриком, охранным электродом и односторонними выводами показано на рис. 1-23, а. Такой же конденсатор с двусторонними выводами показан на рис. 1-23, б.

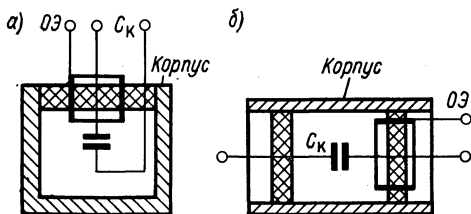


Рис. 1-23. Конструкции конденсаторов с охранным электродом: а — с односторонними выводами; б — с двусторонними выводами

1-7. Гальванометры сравнения малых токов с ручным и автоматическим уравновешиванием

Классификация гальванометров сравнения приведена в табл. 1-1. Отличительной особенностью этих гальванометров является равенство измеряемого I_x и компенсирующего I_k токов в момент сравне-

ния. В структурной схеме гальванометра сравнения (рис. 1-24) можно выделить канал измеряемого тока $K1$, канал компенсирующего тока $K2$, блок сравнения Cp , блок регулирования $K3$ и выходной блок $K4$. Измеряемый ток I_x через усилитель $K1$ поступает на блок сравнения Cp . На этот же блок через делитель тока $K2$ поступает компенсирующий ток I_k . Разность токов с выхода блока сравнения поступает в блок регулирования $K3$, который управляет параметром φ и изменяет коэффициент передачи блока $K2$ таким образом, чтобы выходной сигнал блока сравнения стал равен порогу чувствительности ε блока регулирования $K3$.

Одновременно параметр φ (например, угол поворота оси двигателя) блоком $K4$ преобразуется в выходной сигнал (U_2 или I_2).

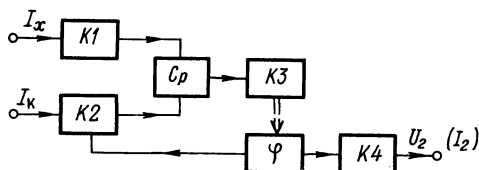


Рис. 1-24. Структурная схема гальванометра сравнения

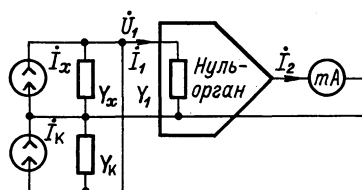


Рис. 1-25. Блок-схема гальванометра сравнения с ручным уравниванием

Соотношения между сигналами схемы сравнения в момент измерения имеют вид

$$[I_x K_1 - I_k K_2 (\varphi)] K_3 = \varepsilon; \quad U_2 = \varphi K_4. \quad (1-47)$$

Линеаризуя $K_2(\varphi)$ в выражении (1-47), получим

$$K_2(\varphi) = K_2 \varphi \text{ и } \left(I_x K_1 - I_k K_2 \frac{U_2}{K_4} \right) K_3 = \varepsilon.$$

Найдем отсюда выражение для выходного напряжения:

$$U_2 = \frac{I_x K_1 - \varepsilon / K_3}{I_k K_2} K_4. \quad (1-48)$$

При малом значении порога чувствительности блока регулирования $\varepsilon \approx 0$ и $U_2 \approx I_x K_1 K_4 / I_k K_2$. Видно, что в этом случае коэффициент передачи блока регулирования не влияет на выходной сигнал.

Блок регулирования состоит из нуль-органа и исполнительного механизма. В гальванометрах сравнения с ручным уравниванием функции исполнительного механизма выполняет оператор, а в гальванометрах с автоматическим уравниванием — различного рода электромеханические или электронные системы (двигатели, реле, шаговые искатели и т. п.). В качестве нуль-органов используют усилители тока или напряжения.

Блок-схема простейшего гальванометра сравнения с ручным уравниванием и усилителем тока в качестве нуль-органа приведена на рис. 1-25. Уравнение для узлового потенциала имеет вид

$$\dot{U}_1(Y_x + Y_k + Y_1) = \dot{I}_x - \dot{I}_k.$$

Ток на входе усилителя

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1 Y_1 = \frac{\dot{I}_x - \dot{I}_k}{Y_x + Y_k + Y_1} Y_1. \quad (1-49)$$

В процессе уравнивания производится установка компенсирующего тока \dot{I}_k таким образом, чтобы выходной ток $\dot{I}_2 = 0$. Тогда, приравняв входной ток усилителя порогу чувствительности ($\dot{I}_1 = \varepsilon$), получим

$$\dot{I}_x = \dot{I}_k + \varepsilon \left(1 + \frac{Y_k + Y_x}{Y_1} \right) = \dot{I}_k + \Delta \dot{I},$$

т. е. измеряемый ток \dot{I}_x определяется через компенсирующий ток \dot{I}_k с ошибкой

$$\Delta \dot{I} = \varepsilon \left(1 + \frac{Y_k + Y_x}{Y_1} \right).$$

Погрешность измерения гальванометра сравнения определяется погрешностями установки компенсирующего тока δ_k и порогом чувствительности нуль-органа δ_ε :

$$\delta_x = \delta_k + \delta_\varepsilon.$$

При использовании усилителя тока с высокой входной проводимостью [$Y_1 \gg (Y_k + Y_x)$] погрешность порога чувствительности $\delta_\varepsilon = \varepsilon / \dot{I}_x$. Если в качестве нуль-органа используется усилитель тока с недостаточно высокой входной проводимостью, то погрешность порога чувствительности в соответствии с (1-47) будет несколько больше.

Погрешность установки компенсирующего тока \dot{I}_k зависит от погрешности источника тока и погрешности делителя. Погрешность источника тока определяется его типом и, как указывалось в § 1-4, для лучших источников тока лежит в пределах (0,5—1) %. При использовании делителей тока погрешность зависит от типа резисторов и может составлять (0,1—2) %.

Полную чувствительность компенсатора тока принято характеризовать отношением приращения выходного сигнала нуль-органа к приращению компенсирующего тока:

$$S_\Pi = \frac{\partial \dot{I}_2}{\partial \dot{I}_k} = S_\Pi S_c,$$

где $S_\Pi = K_i$ — чувствительность нуль-органа; $S_c = Y_1 / (Y_x + Y_k + Y_1)$ — чувствительность схемы сравнения.

В процессе измерения чувствительность нуль-органа остается постоянной, а чувствительность схемы сравнения изменяется с изменением величины проводимости источника компенсирующего тока.

Входная проводимость компенсатора тока изменяется в процессе уравнивания:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{i_x}{U_1} = \frac{Y_x + Y_k + Y_1}{1 - i_k/i_x}, \quad (1-50)$$

и при полном уравнивании ($i_x = i_k$) получаем, что $Y_{\text{вх}} \rightarrow \infty$. Однако максимальное значение входной проводимости ограничивается порогом чувствительности усилителя тока, поэтому

$$Y_{\text{вх. макс}} = \frac{i_x}{\varepsilon} Y_1.$$

В автоматических компенсаторах для уравнивания используется следящая система, позволяющая производить автоматическое сравнение измеряемого и компенсирующего токов. Основными

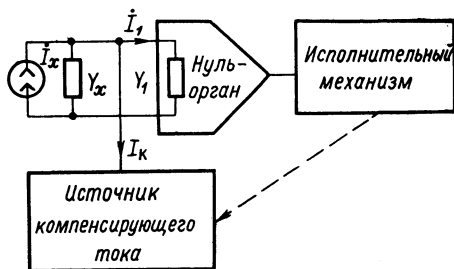


Рис. 1-26. Блок-схема автоматического компенсатора тока

являются высокая скорость уравнивания и возможность автоматической регистрации в течение длительного промежутка времени.

В автоматическом компенсаторе (рис. 1-26) выходной сигнал нуль-органа поступает на исполнительное устройство, управляющее источником компенсирующего тока. Изменение компенсирующего тока при высокой чувствительности нуль-органа происходит до тех пор, пока ток на входе нуль-органа не станет равным порогу чувствительности последнего, т. е. $I_1 = \varepsilon$.

Основные уравнения компенсатора тока с ручным уравниванием применимы для расчета автоматических компенсаторов в уравновешенном состоянии. Однако в процессе уравнивания погрешность измерения определяется динамическими ошибками следящей системы. Дифференциальное уравнение динамики следящей системы компенсатора при пренебрежении постоянными времени усилителя тока по сравнению с электромеханической постоянной времени $\tau_{\text{эм}}$ исполнительного двигателя имеет второй порядок. Передаточная функция замкнутой цепи регулирования

$$K(p) = \frac{I_k(p)}{I_x(p)} = \frac{K_c}{\tau_{\text{эм}} p^2 + p + K_c}, \quad (1-51)$$

где $K_c = K_y K_d K_p K_k$ — коэффициент передачи следящей системы; K_y , K_d , K_p , K_k — коэффициенты передачи усилителя, двигателя, редуктора и компенсационного элемента соответственно.

Для исследования быстродействия автоматического компенсатора передаточную функцию (1-51) удобно записать в ином виде:

$$K(p) = \frac{1}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)},$$

где $p_{1,2} = 1/\tau_{1,2}$ — корни характеристического уравнения $\tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1 = 0$; $\tau_1\tau_2 = \tau^2 = \tau_{эм}/K_c$; $\tau_1 + \tau_2 = 2\zeta\tau = 1/K_c$; $\zeta = 1/2 \sqrt{K_c\tau_{эм}}$ — коэффициент относительного затухания.

Переходная характеристика гальванометра при скачкообразном изменении входного тока будет определяться величиной коэффициента относительного затухания: при значении $\zeta > 1$ процесс установления будет аperiодическим, при $\zeta < 1$ — колебательным, а при $\zeta = 1$ — критическим. Уравнения переходной характеристики имеют следующий вид

$$h(t) = 1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} e^{-t/\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} e^{-t/\tau_2} \text{ для } \zeta > 1;$$

$$h(t) = 1 - \left(1 + \frac{t}{\tau}\right) e^{-t/\tau} \text{ для } \zeta = 1;$$

$$h(t) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin\left(\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\tau} t + \arctg \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta}\right) e^{-\zeta t/\tau} \text{ для } \zeta < 1.$$

На рис. 1-27 показаны графики переходных процессов при различных величинах коэффициента относительного затухания. Видно, что лучшим с точки зрения быстродействия системы является критический или близкий к нему режим. Для критического режима время нарастания

$$t_r = 3,5\tau, \quad (1-52)$$

т. е. почти на 60% больше, чем в случае системы первого порядка.

В установившемся режиме коэффициент передачи компенсатора

$$K = I_k/I_x = 1 - \delta_e.$$

При достаточно малом значении порога чувствительности ($\epsilon = 0$) коэффициент передачи $K = 1$.

Стабилизация следящей системы компенсатора отрицательной обратной связью по скорости исполнительного двигателя позволяет получить высокое быстродействие гальванометра без снижения его чувствительности. Обратная связь выполняется при помощи тахогенератора, связанного с валом двигателя, или при помощи тахомет-

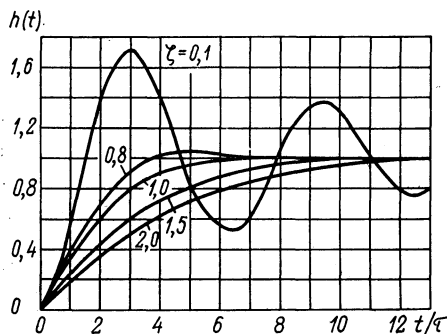


Рис. 1-27. Графики переходного процесса в автоматическом компенсаторе тока при различных значениях ζ

рических мостовых схем, включаемых в цепь обмотки управления. Передаточная функция скорректированной системы имеет вид

$$K(p) = \frac{K_c}{\tau'_{эм} p^2 + p + K_c},$$

где $\tau'_{эм} = \tau_{эм}/(1 + K_c)$ — постоянная времени системы, стабилизированной по скорости.

Для измерения тока компенсационным методом необходимо иметь источник компенсирующего тока с регулировкой тока в широких пределах. Такой источник легче всего осуществить с генератором линейно изменяющегося напряжения. При этом погрешность уста-

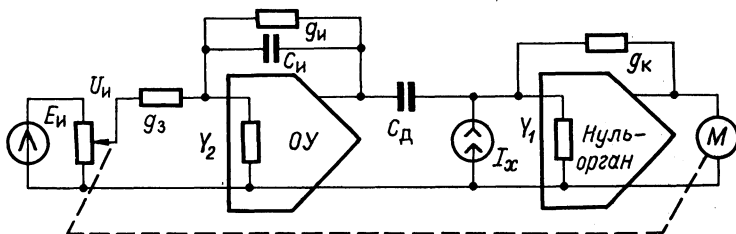


Рис. 1-28. Схема компенсатора с источником тока

новки тока может быть сделана достаточно малой. Схема компенсатора с источником тока показана на рис. 1-28.

Линейно изменяющееся напряжение создается интегрирующим операционным усилителем ОУ с зарядной цепью $g_з$, $C_и$ и источником опорного напряжения $E_н$. Дифференцирование линейно изменяющегося напряжения производится цепью, состоящей из конденсатора $C_д$ и входной проводимости усилителя тока нуль-органа.

Рассмотрим погрешности установки компенсирующего тока. Эквивалентная схема источника линейно изменяющегося напряжения на рис. 1-28 аналогична эквивалентной схеме интегратора тока на рис. 1-20. Выходное напряжение генератора в соответствии с (1-36) имеет вид

$$u_2(t) = \frac{U_н g_з K_1}{g_з} (1 - e^{-t/\tau_э}),$$

где $g_з = g_2 + g_з + g_и (1 + K_1)$ — эквивалентная входная проводимость генератора линейного напряжения; $C_э = C_2 + C_и (1 + K_1)$ — эквивалентная входная емкость генератора линейного напряжения; $\tau_э = C_э/g_з$ — эквивалентная постоянная времени генератора линейного напряжения; K_1 — коэффициент усиления операционного усилителя; $U_н = E_н \eta$ — опорное напряжение ($\eta \leq 1$); $E_н$ — э. д. с. опорного источника,

Компенсирующий ток, создаваемый дифференцирующей цепью, определяется выражением

$$i_k = C_d \frac{du_2}{dt} = \frac{U_{гз} K_1 C_d}{C_3} e^{-t/\tau_3} = I_k e^{-t/\tau_3}. \quad (1-53)$$

На начальном участке экспоненциального изменения, при $t \ll \tau_3$, получим

$$i_k \approx I_k (1 - \delta_t),$$

где $\delta_t = t_n/\tau_3$ — погрешность установки тока, обусловленная продолжительностью времени измерения.

Формула (1-53) позволяет определить минимальное значение постоянной времени интегрирования τ_3 при заданной погрешности δ_t и требуемой продолжительности времени измерения t_n :

$$\tau_3 = \frac{t_n}{\delta_t}. \quad (1-54)$$

Значение постоянной времени можно рассчитать по формуле

$$\tau_3 = \frac{C_2 + C_n (1 + K_1)}{g_2 + g_3 + g_n (1 + K_1)},$$

или, при достаточно большом коэффициенте усиления ($K_1 \gg 1$), $\tau_3 = C_n/g_n$.

Например, для создания компенсирующего тока в течение 10 мин с погрешностью $\delta_t < 0,1\%$

необходимо иметь интегрирующий конденсатор с постоянной времени $\tau_3 \geq 6 \cdot 10^5$ с.

Величина компенсирующего тока при достаточно большой емкости интегрирующего конденсатора [$C_n K_1 \gg (C_2 + C_n)$] определяется формулой

$$I_k = I_3 n,$$

где $I_3 = U_{гз}$ — ток заряда интегрирующего конденсатора; $n = C_d/C_n$ — коэффициент трансформации тока.

На рис. 1-29 показана зависимость компенсирующего тока от величины коэффициента трансформации при различном значении тока заряда.

Кроме погрешности δ_t , вносимой нелинейностью выходного напряжения интегратора, на величину компенсирующего тока также влияют погрешности источника опорного напряжения δ_u , дифференцирующего δ_d и интегрирующего δ_n конденсаторов и зарядного резистора δ_3 .

$$\delta_k = \delta_t + \delta_u + \delta_n + \delta_d + \delta_3.$$

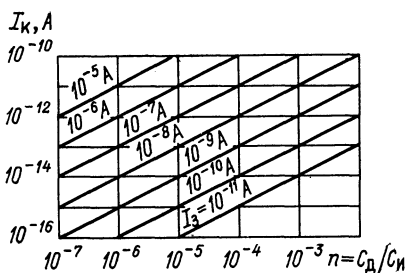


Рис. 1-29. Зависимость компенсирующего тока от величины коэффициента трансформации при различных значениях тока заряда

При использовании источников опорного напряжения с погрешностью $\delta_u < 0,01\%$, образцовых конденсаторов и резисторов с погрешностями меньше $0,1\%$ полная погрешность установки компенсирующего тока может быть сделана не более $0,5\%$.

Гальванометр сравнения может быть построен и с интегратором тока. При этом, поскольку в интеграторе тока выходным сигналом является напряжение U_2 , то сравнение должно производиться с известным компенсирующим напряжением U_K . В соответствии с формулой (1-38) при $U_K = U_2$ и $\beta_u = 1$ получим

$$I_x = U_K \frac{C_1 + C_K(1 + K_u)}{K_u t_n}.$$

При достаточно большом коэффициенте усиления интегрирующего усилителя ($K_u \gg 1$) и $C_K \gg C_1$ получим, что $I_x = U_K C_K / t_n$.

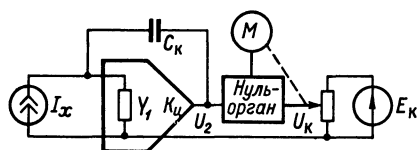


Рис. 1-30. Схема гальванометра сравнения с интегратором тока

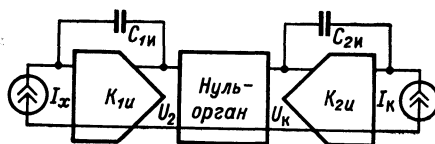


Рис. 1-31. Схема гальванометра сравнения с двумя интеграторами

Схема гальванометра сравнения с интегратором тока показана на рис. 1-30. По этой схеме возможны два режима измерения. Так как уравнивание выходного напряжения интегратора U_2 производится непрерывно, то текущее значение напряжения U_K позволяет определить среднее значение тока на данном промежутке времени интегрирования t_n . Если же определять скорость изменения компенсирующего напряжения dU_K/dt , то становится возможным измерение текущего значения тока I_x .

Кроме того, возможно сравнение выходных напряжений двух интеграторов, один из которых интегрирует измеряемый ток I_x , а другой — компенсирующий ток I_K . Однако эта схема значительно сложнее схемы с компенсирующим напряжением и имеет дополнительную погрешность от нелинейности интегратора компенсирующего тока. Упрощенная схема с двумя интеграторами показана на рис. 1-31. При постоянстве измеряемого и компенсирующего токов выходные напряжения интеграторов соответственно равны

$$U_2 = I_x \frac{t_n}{C_{1n}}; \quad U_K = I_K \frac{t_n}{C_{2n}}.$$

В момент сравнения $U_2 = U_K$ и, следовательно,

$$I_x = I_K \frac{C_{1n}}{C_{2n}}. \quad (1-55)$$

В этой схеме, так же как и в интеграторе с компенсирующим напряжением, возможны два режима работы — с измерением среднего или текущего значений тока I_x . Погрешность измерения определяется погрешностью установки компенсирующего тока и погрешностями интегрирующих конденсаторов $C_{1н}$ и $C_{2н}$.

1-8. Дифференциальные гальванометры

Дифференциальные гальванометры сочетают принципы сравнения и непосредственной оценки измеряемого тока. Они представляют собой неполностью уравновешенную компенсационную схему, в которой измеряемый ток определяется по значению компенсирующего

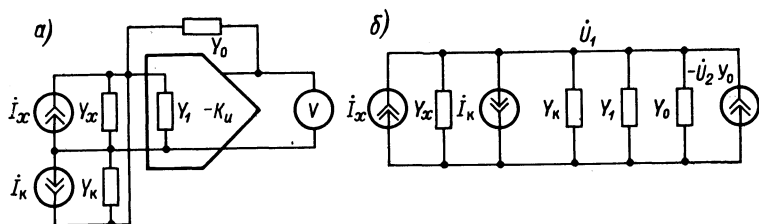


Рис. 1-32. Дифференциальный гальванометр: а — структурная схема; б — эквивалентная схема.

щего тока и по показаниям гальванометра непосредственной оценки. Схема дифференциального гальванометра приведена на рис. 1-32, а.

Измеряемый ток подводится к входу автокомпенсационного гальванометра непосредственной оценки, состоящему из усилителя напряжения K_u и образцового резистора обратной связи Y_0 . К этому же усилителю подводится компенсирующий ток I_k . Эквивалентная схема дифференциального гальванометра представлена на рис. 1-32, б.

Уравнение для узлового напряжения схемы рис. 1-32, б имеет вид

$$\dot{U}_1(Y_x + Y_k + Y_1 + Y_0) = \dot{I}_x - \dot{I}_k - \dot{U}_1 \dot{K}_u Y_0. \quad (1-56)$$

Решая уравнение (1-56), найдем ток

$$\dot{I}_x = \dot{I}_k + \dot{U}_1[Y_x + Y_k + Y_1 + Y_0(1 + \dot{K}_u)] = \dot{I}_k + \Delta \dot{I},$$

где $\Delta \dot{I} = -\dot{U}_2 \frac{Y_x + Y_k + Y_1 + Y_0(1 + \dot{K}_u)}{\dot{K}_u}$ — ток некомпенсации, измеряемый гальванометром непосредственной оценки.

При достаточно большом коэффициенте усиления ($\dot{K}_u \gg 1$) получаем

$$\Delta \dot{I} \approx -\dot{U}_2 Y_0.$$

Погрешность измерения дифференциальным гальванометром зависит от погрешности источника компенсирующего тока и по-

грешности образцового резистора гальванометра непосредственной оценки:

$$\delta_x = \frac{I_k}{I_x} \delta_k + \frac{\Delta I}{I_x} \delta_y.$$

Очевидно, что погрешность образцового резистора гальванометра непосредственной оценки в $I_k/\Delta I$ раз оказывает меньшее влияние на полную погрешность дифференциального гальванометра. При достаточно высокой чувствительности гальванометра непосредственной оценки $I_k \approx I_x \gg \Delta I$, и, следовательно, погрешность измерения практически полностью определяется погрешностью установки компенсирующего тока. В этом случае роль гальванометра непосредственной оценки сводится к увеличению чувствительности устройства.

Входная проводимость дифференциального гальванометра зависит от степени компенсации измеряемого тока и определяется аналогично (1-50)

$$Y_{вх} = \frac{i_x}{U_1} = \frac{Y_x + Y_k + Y_1 + Y_0 (1 + K_u)}{1 - i_k/i_x}.$$

Быстродействие дифференциального гальванометра зависит от времени уравнивания компенсатора и времени нарастания показаний гальванометра непосредственного измерения. Так как в большинстве случаев установление показаний гальванометра непосредственного измерения происходит одновременно с уравниванием, то полное время измерения обычно является большей из этих двух величин.

Для повышения чувствительности измерение тока некомпенсации может производиться интегратором тока. При этом время интегрирования $t_{ин}$ непосредственно добавляется к времени уравнивания компенсатора. Измерение тока при помощи дифференциального гальванометра с интегратором тока разделяется на два периода. В первом периоде производится уравнивание измеряемого тока компенсирующим. При этом усилитель K_u используется в качестве нуль-органа. После уравнивания усилитель переводится в режим интегрирования.

ГЛАВА ВТОРАЯ

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРОННЫХ ГАЛЬВАНОМЕТРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2-1. Общие сведения об усилителях электронных гальванометров

Усилители электронных гальванометров являются усилителями постоянного тока или напряжения. Они делятся на усилители прямого усиления и усилители с преобразованием. Усилители прямого

усиления имеют гальванические связи между каскадами, а в усилителях с преобразованием входной сигнал преобразуется в переменное напряжение, усиление которого ведется усилителями без гальванических связей.

В зависимости от входной величины усилители можно разделить на две группы: 1) усилители, управляемые напряжением и 2) усилители, управляемые током. Вид управляющей величины определяется входным сопротивлением первого каскада усилителя (или преобразователя). Во входных каскадах управляемых напряжением усилителей используют электрометрические лампы, полевые транзисторы, диэлектрические, емкостные и контактные преобразователи. Во входных каскадах управляемых током усилителей исполь-

зуют биполярные транзисторы и магнитные элементы.

С точки зрения использования усилителей в электронных гальванометрах постоянного тока основными характеристиками являются входное сопротивление (или входная проводимость), частотная характеристика (или переходная характеристика), дрейф нулевого уровня, остаточные входные ток и напряжения, собственные шумы и динамический диапазон.

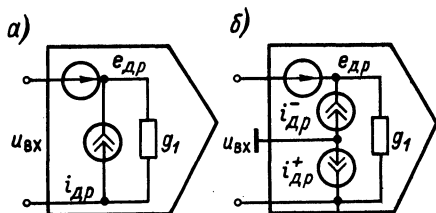


Рис. 2-1. Несимметричная (а) и симметричная (б) входные цепи усилителей с источниками дрейфа

Некоторые из этих характеристик сравнительно слабо влияют на результирующие характеристики электронных гальванометров. Так, например, входное сопротивление, коэффициент усиления, динамический диапазон и частотная характеристика усилителя благодаря глубоким обратным связям в гальванометре могут претерпевать существенные изменения.

В то же время такие характеристики усилителя, как дрейф нулевого уровня, остаточные входные ток и напряжения и собственные шумы не зависят от обратной связи и в значительной мере определяют качество электронного гальванометра.

Наличие дрейфа нулевого уровня является существенным недостатком усилителя постоянного тока. Этот дрейф определяется как самопроизвольное изменение выходного напряжения усилителя при отсутствии входного сигнала. Обычно его оценивают эквивалентным входным сигналом, необходимым для возвращения выходного напряжения к первоначальному уровню. Дрейф нулевого уровня не может быть уменьшен при помощи обратной связи. Его снижение производится компенсацией.

Дрейф нулевого уровня в усилителях постоянного тока делится на дрейф напряжения и дрейф тока. Если сопротивление источника сигнала превышает входное сопротивление усилителя, то основное влияние на дрейф нулевого уровня оказывает дрейф тока. С другой

стороны, если сопротивление источника сигнала меньше входного сопротивления усилителя, то основное влияние на дрейф нулевого уровня оказывает дрейф напряжения.

Эквивалентная схема входной цепи усилителя с источниками напряжения $e_{др}$ и тока $i_{др}$ дрейфа показана на рис. 2-1, а.

Эти источники эквивалентны сигналам, которые необходимо подать на вход, чтобы скомпенсировать выходной сигнал. Величины напряжения и тока дрейфа зависят от времени, температуры и напряжений источников питания усилителя.

Для несимметричной входной цепи усилителя напряжение и ток дрейфа можно определить выражениями:

$$\left. \begin{aligned} e_{др} &= \frac{\partial e_{др}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial e_{др}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial e_{др}}{\partial U^+} \Delta U^+ + \frac{\partial e_{др}}{\partial U^-} \Delta U^-; \\ t_{др} &= \frac{\partial i_{др}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial i_{др}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial i_{др}}{\partial U^+} \Delta U^+ + \frac{\partial i_{др}}{\partial U^-} \Delta U^-, \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

где $\partial e_{др}/\partial T$ и $\partial i_{др}/\partial T$ — коэффициенты температурного дрейфа источников напряжения и тока; $\partial e_{др}/\partial t$ и $\partial i_{др}/\partial t$ — коэффициенты временного дрейфа источников напряжения и тока; $\partial e_{др}/\partial U^+$ и $\partial i_{др}/\partial U^+$ — коэффициенты дрейфа источников напряжения и тока, обусловленные нестабильностью положительного напряжения источника питания; $\partial e_{др}/\partial U^-$ и $\partial i_{др}/\partial U^-$ — коэффициенты дрейфа источников напряжения и тока, обусловленные нестабильностью отрицательного напряжения источника питания.

На рис. 2-1, б представлена эквивалентная схема с источниками дрейфа для симметричной входной цепи усилителя. Выражение для дифференциального тока дрейфа усилителя имеет вид

$$\begin{aligned} i_{др} = (i_{др}^- - i_{др}^+) &= \frac{\partial (i_{др}^- - i_{др}^+)}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial (i_{др}^- - i_{др}^+)}{\partial t} \Delta t + \\ &+ \frac{\partial (i_{др}^- - i_{др}^+)}{\partial U^+} \Delta U^+ + \frac{\partial (i_{др}^- - i_{др}^+)}{\partial U^-} \Delta U^-. \end{aligned} \quad (2-2)$$

Как видно из выражения (2-2), симметричность усилителя обеспечивает снижение дрейфа нулевого уровня при равенстве дрейфа по обоим входам усилителя. Коэффициенты температурного и временного дрейфа и коэффициенты дрейфа, обусловленные нестабильностью напряжений источников питания для симметричных усилителей, как правило, значительно меньше, чем для несимметричных усилителей.

Собственные шумы входного каскада усилителя определяют чувствительность гальванометра. Для оценки шумовых свойств усилителя в целом можно пользоваться удельным эквивалентным напряжением шумов, эквивалентным сопротивлением шумов или коэффициентом шума. Наиболее универсальным шумовым параметром на

низких частотах является коэффициент шума, который позволяет определять и сравнивать по единой методике шумовые свойства усилителей в зависимости от частоты, внутреннего сопротивления источника сигнала и т. д.

Расчет коэффициента шума усилителя можно производить с помощью эквивалентных генераторов шума холостого хода и короткого замыкания. В теории шумящих четырехполюсников полагают, что шумящий усилитель (рис. 2-2, а) можно заменить нешумящим, на входе которого включены генераторы шумового тока $\bar{i}_{ш}$ и напряжения $\bar{e}_{ш}$ (рис. 2-2, б). Такой подход имеет определенные преимущества, поскольку величины эквивалентных входных шумов могут быть измерены. Коэффициент шума и оптимальное сопротивление

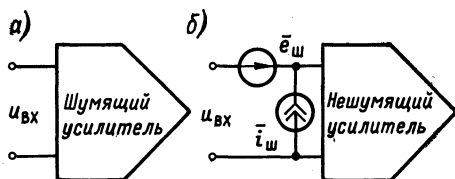


Рис. 2-2. Шумящий усилитель (а) и его эквивалентная схема (б) с источниками напряжения и тока

источника сигнала также можно выразить через эти два параметра.

Величины $\bar{i}_{ш}$ и $\bar{e}_{ш}$ могут быть определены независимо друг от друга. Для определения $\bar{e}_{ш}$ выходной шум усилителя при коротком замыкании входных зажимов сравнивается с выходным напряжением, про-

изводимым малым известным входным напряжением. Для определения $\bar{i}_{ш}$ выходной шум усилителя при разомкнутых входных зажимах сравнивается с выходным напряжением, производимым малым известным током на входе. Оба источника $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$ могут быть введены в схему усилителя с обратной связью без изменения их величины. Это вытекает из того, что ток обратной связи на входе не влияет на $\bar{e}_{ш}$ и, следовательно, не изменяет выходного шума при закороченном входе. Ток $\bar{i}_{ш}$ также не зависит от тока в цепи обратной связи, так как источник этого тока не охвачен обратной связью. Аналогично можно показать, что $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$ не зависят от напряжения обратной связи. По этой причине значения шумовых генераторов почти не зависят от схемы включения усилительного элемента, а определяются только их типом и режимом работы.

Коэффициент шума усилителя определяется отношением полной мощности шумов на выходе усилителя (исключая шумы нагрузки) к той части шумов на выходе, которая вызвана тепловыми шумами сопротивления источника сигнала:

$$F = 1 + \frac{1}{4kT\Delta f} \left(\frac{\bar{i}_{ш}^2}{G_{и}} + \bar{e}_{ш}^2 G_{и} + 2\rho \bar{e}_{ш} \bar{i}_{ш} \right), \quad (2-3)$$

где $0 < \rho < 1$ — коэффициент корреляции шумов $\bar{e}_{ш}$ и $\bar{i}_{ш}$; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — эффективная

температура, К; Δf — полоса частот, пропускаемых усилителем, Гц; $G_{\text{и}}$ — проводимость источника сигнала, См.

Оптимальное сопротивление источника сигнала, при котором коэффициент шума становится минимальным, определяется выражением $\partial F / \partial G_{\text{и}} = 0$, откуда $G_{\text{и}0} = \bar{i}_{\text{ш}} / \bar{e}_{\text{ш}}$ и

$$F_0 = 1 + (1 + \rho) \frac{\bar{e}_{\text{ш}} \bar{i}_{\text{ш}}}{2kT\Delta f}. \quad (2-4)$$

Определение коэффициента корреляции шумов ρ можно производить по формуле (2-4), измеряя F_0 при оптимальном сопротивлении источника сигнала $G_{\text{и}0}$.

Если сопротивление источника сигнала много больше или много меньше оптимального, то коэффициент шума зависит только от одного из двух генераторов. Для каждого сопротивления источника сигнала можно определять шумовые характеристики усилителя по величинам $\bar{e}_{\text{ш}}$ и $\bar{i}_{\text{ш}}$.

Собственные шумы усилителя определяют предельную чувствительность электронного гальванометра. Эквивалентная схема входной цепи гальванометра с источниками шума показана на рис. 2-3, а. Предельная чувствительность гальванометра зависит от тепловой внутренней проводимости Y_x источника измеряемого тока I_x , входной проводимости Y_1 усилителя и его частотной характеристики.

Определим полные шумовые напряжение и ток на входе усилителя. Спектральная плотность $\bar{i}_{\text{ш.т}}$ теплового шума источника тока

$$\bar{i}_{\text{ш.т}} = \frac{2kTg_x}{\pi} \quad (2-5)$$

может быть заменена эквивалентной спектральной плотностью теплового шума источника напряжения

$$\overline{e_{\text{ш.т}}^2} = \bar{i}_{\text{ш.т}}^2 / y_x^2,$$

где $y_x^2 = g_x^2 + \omega^2 C_x^2$ — полная проводимость источника тока.

Складывая напряжения тепловых шумов $\bar{e}_{\text{ш.т}}$ и шумов усилителя $\bar{e}_{\text{ш.у}}$, при условии их независимости получим эквивалентное напряжение шума на входе усилителя

$$\overline{e_{\text{ш.э}}^2} = \overline{e_{\text{ш.т}}^2} + \overline{e_{\text{ш.у}}^2}.$$

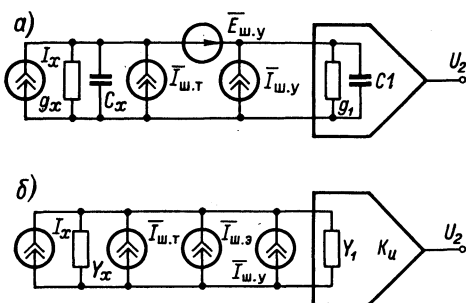


Рис. 2-3. Входная цепь усилителя гальванометра с источниками шума (а) и эквивалентная схема с источниками тока (б)

Это эквивалентное напряжение шума можно представить в виде источника тока $\overline{i_{ш.э}^2} = \overline{i_{ш.т}^2} + \overline{i_{ш.е}^2}$, где $\overline{i_{ш.е}} = \overline{e_{ш.у}} y_x$. Тогда эквивалентная схема с источниками шума примет вид, приведенный на рис. 2-3, б.

Спектральная плотность напряжения шума на входе усилителя

$$\overline{u_{ш.вх}} = \frac{\overline{i_{ш.п}}}{y_{1x}}, \quad (2-6)$$

где $y_{1x}^2 = (g_1 + g_x)^2 + \omega^2(C_1 + C_x)^2$ — полная проводимость входной цепи усилителя; $\overline{i_{ш.п}^2} = \overline{i_{ш.т}^2} + \overline{e_{ш.у}^2} y_x^2 + \overline{i_{ш.у}^2}$ — полный шумовой ток во входной цепи.

Напряжение шума на входе усилителя определяется выражением

$$\overline{U_{ш.вх}^2} = \int_0^\infty \overline{u_{ш.вх}^2} d\omega = \overline{U_{ш.т}^2} + \overline{U_{ш.е}^2} + \overline{U_{ш.и}^2},$$

где $\overline{U_{ш.т}^2} = \int_0^\infty \frac{\overline{i_{ш.т}^2}}{y_{1x}^2} d\omega$ — напряжение тепловых шумов; $\overline{U_{ш.е}^2} =$

$= \int_0^\infty \frac{\overline{e_{ш.у}^2} y_x^2}{y_{1x}^2} d\omega$ — напряжение шумов, создаваемое источником $\overline{e_{ш.у}}$;

$\overline{U_{ш.и}^2} = \int_0^\infty \frac{\overline{i_{ш.у}^2}}{y_{1x}^2} d\omega$ — напряжение шумов, создаваемое источни-

ком $\overline{i_{ш.у}}$.

Полное напряжение теплового шума на входе усилителя может быть найдено из (2-5)

$$\overline{U_{ш.т}^2} = \int_0^\infty \frac{2kTg_x d\omega}{\pi(g_{1x}^2 + \omega^2 C_{1x}^2)} = \frac{kTg_x}{(g_1 + g_x)(C_1 + C_x)}. \quad (2-7)$$

Если входная проводимость усилителя достаточно мала ($g_1 \ll g_x$), т. е. используется усилитель напряжения, то

$$\overline{U_{ш.т}^2} = \frac{kT}{C_1 + C_x}.$$

Так, например, при $T = 300$ К и $(C_1 + C_x) = 20$ пФ напряжение теплового шума

$$\overline{U_{ш.т}} = \sqrt{\frac{kT}{C_1 + C_x}} = 14 \text{ мкВ.}$$

Полное напряжение шума, создаваемое источником $\bar{e}_{ш.у} = \text{const}$, можно определить по формуле

$$\overline{U_{ш\epsilon}^2} = \overline{e_{ш.у}^2} \int_0^\infty \frac{g_x^2 + \omega^2 C_x^2}{g_{1x}^2 + \omega^2 C_{1x}^2} d\omega = \overline{e_{ш.у}^2} \frac{g_x^2}{g_{1x}^2} \int_0^\infty \frac{1 + \omega^2 \tau_x^2}{1 + \omega^2 \tau_{1x}^2} d\omega, \quad (2-8)$$

где $\tau_x = \frac{C_x}{g_x}$ — постоянная времени источника тока; $\tau_{1x} = \frac{C_{1x}}{g_{1x}}$ — постоянная времени входной цепи.

При достаточно малой входной проводимости усилителя ($g_1 \ll g_x$) формула (2-8) принимает вид

$$\overline{U_{ш\epsilon}^2} = \overline{e_{ш.у}^2} \int_0^\infty d\omega.$$

Отсюда видно, что напряжение шума на входе усилителя оказывается неограниченно большим. В этом случае шумы усилителя ограничиваются только полосой пропускания самого усилителя. С учетом его частотной характеристики напряжение на выходе усилителя будет иметь вид

$$\overline{U_{ш\epsilon 2}^2} = \overline{e_{ш.у}^2} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega,$$

где $|H(j\omega)|$ — модуль коэффициента передачи усилителя.

Полное напряжение шума, приведенное ко входу усилителя, в этом случае определяется формулой

$$\overline{U_{ш\epsilon 1}^2} = \overline{e_{ш.у}^2} \int_0^\infty |H_0(j\omega)|^2 d\omega,$$

где $H_0(j\omega) = H(j\omega)/H_m$ — приведенный коэффициент передачи усилителя.

Напряжение шума, создаваемое источником $\bar{i}_{ш.у} = \text{const}$, можно определить по формуле

$$\overline{U_{ш i}^2} = \overline{i_{ш.у}^2} \int_0^\infty \frac{d\omega}{g_{1x}^2 + \omega^2 C_{1x}^2} = \frac{\pi}{2} \frac{\overline{i_{ш.у}^2}}{g_{1x} C_{1x}}.$$

Ток шума на входе усилителя определяется выражением

$$I_{ш.вх}^2 = \int_0^\infty \overline{i_{ш.вх}^2} d\omega,$$

где $\bar{i}_{ш.вх} = \bar{u}_{ш.вх} y_1$.

Используя (2-6), получим

$$\overline{I_{ш. вх}^2} = \overline{I_{ш. т}^2} + \overline{I_{ш е}^2} + \overline{I_{ш i}^2},$$

где $\overline{I_{ш. т}^2} = \int_0^\infty \frac{i_{ш. т}^2 y_1^2}{y_{1x}^2} d\omega$ — ток теплового шума на входе усилителя;

$\overline{I_{ш е}^2} = \int_0^\infty \frac{e_{ш. у}^2 y_1^2 y_x^2}{y_{1x}^2} d\omega$ — ток шума, создаваемый источником $\overline{e_{ш}}$,
на входе усилителя;

$\overline{I_{ш i}^2} = \int_0^\infty \frac{i_{ш. у}^2 y_1^2}{y_{1x}^2} d\omega$ — ток шума, создаваемый источником $\overline{i_{ш}}$,
на выходе усилителя.

С учетом частотной характеристики усилителя приведенный ко входу усилителя шумовой ток имеет вид

$$\overline{I_{ш. вх 1}^2} = \int_0^\infty \overline{i_{ш. вх}^2} |H_0(j\omega)|^2 d\omega.$$

При заданном отношении сигнал—шум (С/Ш) предельная чувствительность гальванометра определяется выражением

$$I_{н. мин}^2 = \frac{C}{Ш} \overline{I_{ш. вх 1}^2}.$$

Минимальный измеряемый ток можно определить из условия $C/Ш = 1$.

2-2. Ламповые усилители с непосредственной связью

Ламповым усилителем электронного гальванометра называется такой усилитель, в котором один или несколько первых каскадов выполнено на электронных лампах. Электронная лампа управляется напряжением, приложенным к управляющему электроду относительно общего электрода. В качестве управляющего электрода используется сетка или анод, а в качестве общего электрода обычно используется катод.

Электронная лампа может использоваться как для усиления напряжения, так и для усиления тока. Коэффициент усиления по напряжению для схемы с общим катодом определяется формулой

$$K_u = \frac{\partial u_a}{\partial u_c} = S_d R_a, \quad (2-9)$$

где $S_d = \frac{\partial i_a}{\partial u_c} = S/(1 + R_a/R_i)$ — динамическая крутизна лампы; R_i — внутреннее сопротивление лампы; R_a — сопротивление анодной нагрузки; S — статическая крутизна лампы.

При сравнительно низкоомной нагрузке ($R_a \ll R_l$) коэффициент усиления по напряжению $K_u \approx SR_a$.

Если лампа используется для усиления тока, то напряжение на сетке u_c определяется входным током I_x и током сетки I_c , протекающими через сопротивление утечки R_y :

$$u_c = (I_x + I_c) R_y + U_{cm}, \quad (2-10)$$

где U_{cm} — напряжение смещения сетки.

Из выражения (2-10) получаем, что

$$\frac{\partial u_c}{\partial I_x} = \frac{R_{вх} R_y}{R_{вх} - R_y}, \quad (2-11)$$

где $R_{вх} = \partial u_c / \partial I_c$ — дифференциальное входное сопротивление лампы.

Из формулы (2-11) найдем коэффициент усиления по току

$$K_i = S_d \frac{R_{вх} R_y}{R_{вх} - R_y}.$$

Если $R_a \ll R_l$ и $R_y \ll R_{вх}$, то $K_i = S_d R_y$. Таким образом, коэффициент усиления по току определяется сопротивлением утечки сетки и увеличивается с увеличением последнего. Однако неограниченно увеличивать сопротивление утечки сетки нельзя, так как это приводит к неустойчивости режима работы лампы при изменении дифференциального входного сопротивления и напряжения смещения, обусловленного током сетки. В электронных гальванометрах применяют специальные электрометрические лампы, ток сетки которых имеет значение меньше 0,1 пА, в то время как обычные усилительные лампы имеют ток сетки больше 100 пА. При этом сопротивление сетки может иметь значение до 10 МОм. Электрометрические лампы обеспечивают усиление по напряжению до 3 дБ и по току до 240 дБ. Столь высокое усиление по току и обеспечило широкое распространение ламповых усилителей в электронных гальванометрах.

Как указывалось, очень важным параметром электронной лампы является ток сетки. Направление и величина этого тока определяются напряжением на сетке. При малом отрицательном напряжении на сетке этот ток в основном определяется потоком электронов с катода на сетку. При увеличении отрицательного напряжения сетки на 1 В электронный ток сетки снижается на 60—80 дБ. При отсутствии сопротивления утечки на сетке устанавливается напряжение, определяемое сопротивлением изоляции и входной емкостью лампы. Это напряжение называется напряжением свободной, или плавающей, сетки.

Если напряжение смещения превышает напряжение свободной сетки, то ток сетки в основном определяется потоком положительных ионов, возникших в результате ионизации остаточного газа в колбе лампы, эмиссии положительных ионов с катода, термо- и

фотоэлектронной эмиссии и ряда других причин. При дальнейшем увеличении отрицательного смещения на сетке лампы ток сетки практически не изменяется. Зависимость тока сетки от напряжения смещения показана на рис. 2-4.

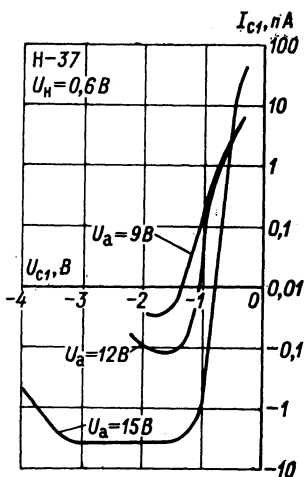


Рис. 2-4. Зависимость тока сетки от напряжения смещения

Обычно электрометрические лампы работают при напряжении смещения, превышающем напряжение свободной сетки, для того чтобы исключить зависимость анодного тока от тока сетки. Для снижения сеточного тока анодное напряжение делают достаточно малым ($U_a < 10$ В).

Измерение сеточного тока обычно производится косвенно по изменению анодного тока при изменении режима сетки. Схема измерения сеточного тока при изменении сопротивления утечки R_y показана на рис. 2-5, а. При замкнутом ключе K при помощи делителя R_c устанавливается необходимое напряжение смещения U_{c1} на сетке лампы L и измеряется значение анодного тока I_{a1} . Затем ключ K размыкается и в цепь сетки вводится высокоомное сопротивление утечки R_y . Ток сетки, протекая по этому сопротивлению, изменяет напряжение на сетке и, следовательно, изменяет анодный ток до величины I_{a2} . Далее при помощи делителя R_c изменяется напряжение на сетке до величины U_{c2} и анодный

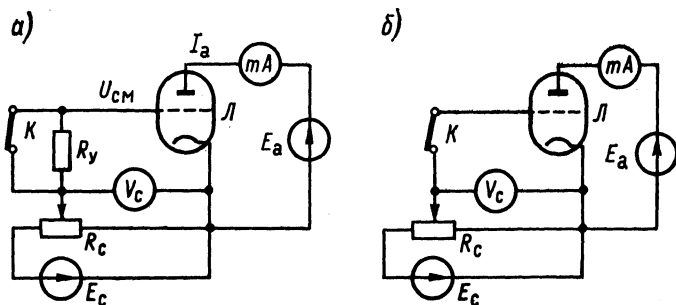


Рис. 2-5. Схемы измерения сеточного тока при изменении сопротивления утечки (а) и отключении сетки от источника смещения (б)

ток возвращается к первоначальному значению I_{a1} . Величина сеточного тока определяется по разности напряжений на делителе R_c и величине сопротивления утечки R_y :

$$I_c = \frac{U_{c2} - U_{c1}}{R_y}.$$

Измерение сеточного тока можно также производить по скорости изменения анодного тока при отключении сетки от источника смещения. Схема измерения показана на рис. 2-5, б. При замкнутом ключе K с помощью делителя R_c устанавливается необходимое напряжение смещения сетки U_{c1} . При этом входная емкость лампы заряжается до напряжения U_{c1} . После установления режима ключ K размыкается, и ток сетки начинает разряжать входную емкость лампы, меняя анодный ток. Скорость изменения напряжения на сетке при постоянстве сеточного тока определяется выражением

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{I_c}{C_{вх}}. \quad (2-12)$$

Используя значение крутизны лампы \bar{S} , получим из выражения (2-12)

$$I_c = \frac{C_{вх}}{S} \cdot \frac{dI_a}{dt}.$$

Таким образом, измерив входную емкость лампы, ее крутизну и скорость изменения анодного тока при отключении сетки от источника смещения, можно определить величину сеточного тока.

Основные характеристики отечественных электрометрических ламп приведены в табл. 2-1. Электрометрический пентод типа ЭМ-10,

Таблица 2-1

Основные параметры электрометрических ламп

Параметр	Тип лампы						
	Двойной тетрод ЭМ-5	Двойной тетрод ЭМ-6	Триод ЭМ-7	Пентод ЭМ-10	Триод Н-28	Триод Н-37	Триод Н-77
Напряжение накала, В	3,15	4,5	1	0,7	1	0,6	6,3
Ток накала, мА	115	75	18	16,5	35	38	200
Напряжение анода, В	5	5	7	9	12	12	27
Ток анода, мкА	85	75	200	3	500	200	400
Напряжение сетки 1, В	—3	—3	—2	—(1+4)	—1,6	—1,5	—1,8
Ток сетки 1, А	0,005	0,005	0,05	0,005	5	0,01	50
Напряжение сетки 2, В	4	5,6	—	9	—	—	—
Крутизна характеристики, мкСм	50	45	80	15	450	150	1500
Коэффициент усиления	2,0	1,1	1,6	50	4,5	6,0	15
Емкость входная, пФ	1,6	2,0	3,2	7,5	1,5	0,7	4,0

имея высокий коэффициент усиления по напряжению ($\mu_d > 50$), позволяет строить усилители с малым уровнем собственных шумов. Величина флуктуаций напряжения (полный размах), приведенная ко входу за 1 мин при $R_{c1} = 1$ ТОм и постоянной времени входной цепи $\tau_{вх} = 0,1$ с, не превышает 2,2 мВ. Напряжение дрейфа, приведенное ко входу за 20 мин после часового перегрева в рабочем режиме при $R_{c1} = 1$ ТОм, имеет значение 1—3 мВ. Напряжение виброшумов на фиксированной частоте 50 Гц при ускорении 10 g

и нагрузке 1 МОм не превышает 40 мВ. Усредненное значение виброшумов меньше 10 мВ. Для отвода паразитных токов на колбе лампы имеется проводящее кольцо, которое обычно заземляется. Зависимость сеточного тока от напряжения на сетке 2 приведена

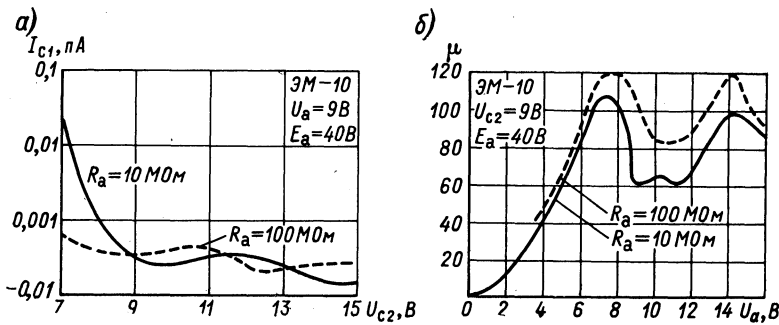


Рис. 2-6. Зависимости сеточного тока от напряжения на сетке 2 (а) и коэффициента усиления от напряжения на аноде (б) для электрометрической лампы типа ЭМ-10

на рис. 2-6, а. Зависимость коэффициента усиления от напряжения на аноде показана на рис. 2-6, б. При нагрузке $R_a = 100\text{ МОм}$ коэффициент усиления по напряжению более 100. Типовая схема включения пентода типа ЭМ-10 показана на рис. 2-7.

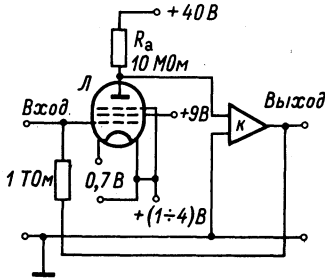


Рис. 2-7. Схема включения электрометрического пентода типа ЭМ-10

Дрейф нулевого уровня в ламповых усилителях определяется нестабильностью питающих напряжений, наводками и непостоянством эмиссии катода лампы. Стабилизация напряжения источников питания и экранировка входных цепей позволяет ослабить, но не устраняет дрейф нулевого уровня полностью. Одной из главных причин дрейфа нулевого уровня является нестабильность напряжения накала лампы, которая вызывает изменение потенциала катода по отношению к потенциалам других электродов, обусловленное различиями в начальных скоростях электронов, вылетающих из катода.

Изменение напряжения накала на 0,1% вызывает колебания анодного тока лампы на 1%. При использовании ламп с оксидным катодом изменение напряжения накала на 10% приводит к дрейфу нулевого уровня по напряжению почти на 100 мВ.

При измерении малых токов существенную роль играет не столько абсолютное значение сеточного тока, сколько его изменение, т. е. дрейф. Однако дрейф сеточного тока прямо пропорциона-

лен дифференциальной входной проводимости лампы (2-11), которая непосредственно зависит от величины сеточного тока. Чем меньше сеточный ток лампы, тем меньше и величина дифференциальной входной проводимости. Поэтому режим работы лампы выбирают таким образом, чтобы дифференциальная входная проводимость была минимальной.

Снижение дрейфа нулевого уровня в ламповых каскадах осуществляется его компенсацией. Для компенсации дрейфа используют вспомогательные компенсирующие элементы, которые имеют такой же (или близкий) дрейф, что и усильтельная лампа. При этом

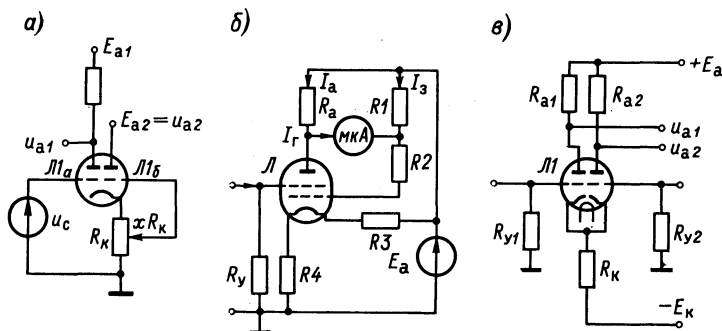


Рис. 2-8. Схемы компенсации дрейфа в ламповых усилителях при помощи вспомогательного компенсирующего триода (а), несимметричной балансной схемы (б) и параллельного балансного каскада (в)

либо ток вспомогательного элемента непосредственно воздействует на усильтельную лампу и компенсирует ее дрейф, либо строится балансная схема (симметричная или несимметричная), и вычитание дрейфовых токов производится в нагрузке.

В качестве примера схемы первого типа рассмотрим компенсацию дрейфа при помощи вспомогательного компенсирующего триода (рис. 2-8, а). При изменении напряжения накала или тока эмиссии катода Πa одновременно изменяется и ток триода $\Pi б$. Падение напряжения на сопротивлении R_k оказывает стабилизирующее действие на ток Πa . В зависимости от положения движка резистора R_k изменяется глубина отрицательной обратной связи, определяемой величиной xR_k и, следовательно, изменяется степень компенсации.

Приращения анодных токов ламп Δi_{a1} и Δi_{a2} обусловлены изменением напряжений на сетках Δu_{c1} и Δu_{c2} , напряжений на анодах Δu_{a1} и Δu_{a2} и напряжений накала Δu_n . Для малых приращений токов при постоянстве напряжений E_{a1} и E_{a2} источников анодного питания, получим

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{a1} &= S_1 \Delta u_{c1} + \frac{\Delta u_{a1}}{R_{i1}} + \frac{\partial i_{a1}}{\partial u_H} \Delta u_H; \\ \Delta i_{a2} &= S_2 \Delta u_{c2} + \frac{\Delta u_{a2}}{R_{i2}} + \frac{\partial i_{a2}}{\partial u_H} \Delta u_H, \end{aligned} \right\} \quad (2-13)$$

где $\Delta u_{c1} = -R_K (\Delta i_{a1} + \Delta i_{a2})$; $\Delta u_{c2} = -x R_K (\Delta i_{a1} + \Delta i_{a2})$; $\Delta u_{a1} = -\Delta i_{a1} (R_a + R_K) - \Delta i_{a2} R_K$; $\Delta u_{a2} = -R_K (\Delta i_{a1} + \Delta i_{a2})$.

Решая уравнения (2-13) при условии полной компенсации дрейфа ($\Delta i_{a1} = 0$), найдем

$$\frac{\partial i_{a1}}{\partial u_H} = \frac{(S_1 + 1/R_{i1}) R_K}{1 + S_2 x R_K + R_K/R_{i2}} \frac{\partial i_{a2}}{\partial u_H}.$$

Если триоды *Л1а* и *Л1б* отличаются только крутизной характеристики, то

$$x = (S_1 R_K - 1)/S_2 R_K.$$

При одинаковой крутизне ламп ($S_1 = S_2 = S$) выбор положения движка потенциометра R_K позволяет полностью устранить дрейф, так как $x = 1 - 1/S R_K$. Практически эта схема уменьшает дрейф нулевого уровня в несколько десятков раз. С течением времени из-за старения элементов степень компенсации уменьшается, поэтому во входных каскадах целесообразно использовать тренированные лампы и производить периодическую подстройку схемы компенсации дрейфа.

Несимметричная балансная схема с компенсацией дрейфа показана на рис. 2-8, б. В схеме используется электрометрический тетрод, управляющая сетка которого расположена между анодом и защитной сеткой. Увеличение отрицательного смещения на управляющей сетке вызывает уменьшение анодного тока и соответствующее увеличение тока защитной сетки. Ток в нагрузке (мкА) определяется разностью напряжений между анодом и защитной сеткой, поэтому чувствительность схемы получается большая. При балансе схемы $i_a R_a = i_3 R_1$. Так как ток в нагрузке не должен зависеть от небольших изменений напряжения накала, то

$$\frac{\partial i_a}{\partial u_H} R_a = \frac{\partial i_3}{\partial u_H} R_1,$$

где R_a — сопротивление анодной нагрузки; R_1, R_2 — сопротивления плеч моста или

$$\frac{1}{i_a} \cdot \frac{\partial i_a}{\partial u_H} = \frac{1}{i_3} \cdot \frac{\partial i_3}{\partial u_H}.$$

Это соотношение может выполняться для всех значений напряжения накала только при линейной зависимости токов i_a и i_3 от u_H . Однако в действительности этого нет и, следовательно, компенсация дрейфа возможна только при определенном оптимальном значении u_H . Такое значение напряжения накала не всегда является

номинальным для данного типа лампы и поэтому лампа работает не в номинальном режиме. Питание накала производится через дополнительные резисторы R_3, R_4 . Различные варианты несимметричных балансных схем описаны в работе [13].

Существенное снижение дрейфа достигается в симметричных балансных каскадах. Простая схема параллельного балансного каскада показана на рис. 2-8, в. Условие отсутствия дрейфа от нестабильности напряжения накала

$$\frac{1}{R_{i1}} \cdot \frac{\partial i_{a1}}{\partial u_n} = \frac{1}{R_{i2}} \cdot \frac{\partial i_{a2}}{\partial u_n}.$$

Это условие на практике выполняется лишь частично, поэтому полного ослабления дрейфа в симметричном балансном каскаде получить не удастся. Для снижения дрейфа симметричного балансного каскада иногда применяется раздельное регулирование накала каждой из ламп. Однако при использовании вдвоенных ламп с общим накалом это выполнить невозможно. Для выравнивания внутренних сопротивлений ламп параллельно или последовательно с ними включают дополнительные сопротивления. Эти меры приводят к некоторому снижению дрейфа, однако по мере старения ламп требуется дополнительная регулировка. Исключить влияние внутреннего сопротивления ламп на дрейф можно стабилизацией анодного тока при помощи вспомогательного источника тока, как описано в работе [1]. Большинство современных ламповых электрометрических усилителей выполняется по параллельной балансной схеме. Описание многих схем можно найти в работе [6].

В электронных лампах действуют три основных вида шумов: полный дробовый шум, вызываемый током утечки сетки лампы I_c , дробовой шум анодного тока лампы и шум мерцания катода лампы.

Ток дробового шума сетки определяется выражением

$$\overline{i_{ш}^2} = 2qI_c \Delta f = 4kTG_{эк} \Delta f,$$

где $G_{эк} = qI_c/(2kT)$ — эквивалентная шумовая проводимость, зависящая от тока сетки; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана.

Дробовой шум анодного тока лампы эквивалентен шуму, создаваемому сопротивлением $R'_{эк}$:

$$\overline{e_t^2} = 4kTR'_{эк} \Delta f. \quad (2-14)$$

Эффект мерцания катода существенно изменяет выражение (2-14) для напряжения теплового шума. В него вводится член, зависящий от $1/f$,

$$\overline{e_{ш}^2} = \overline{e_t^2} \left(1 + \frac{f_r}{f} \right), \quad (2-15)$$

где f_r — граничная частота шума мерцания катода.

Подставляя в (2-15) значение $\overline{e_t}$, получим

$$\overline{e_{ш}^2} = 4kTR_{эк} \Delta f, \quad (2-16)$$

где $R_{эк} = R_{эк}' (1 + f_r/f)$ — эквивалентное шумовое сопротивление, зависящее от частоты.

На частоте f_r напряжение дробовых шумов становится равным напряжению шумов мерцания. Шумовая проводимость $G_{эк}$ также зависит от частоты в результате флуктуаций тока $I_{с'}$, однако эта зависимость весьма слабо влияет на величину $G_{эк}$ и ее можно не учитывать в расчетах.

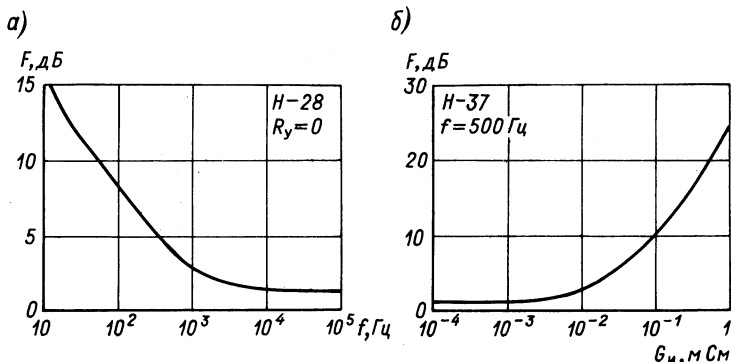


Рис. 2-9. Зависимости коэффициента шума от частоты (а) и проводимости источника сигнала (б)

Поскольку в электронных лампах корреляция шумов $\overline{e_{ш}}$ и $\overline{i_{ш}}$ весьма мала ($\rho \approx 0$), то коэффициент шума определяется выражением

$$F = 1 + \frac{u_{ш}^2 G_n}{4kT \Delta f}, \quad (2-17)$$

где $\overline{u_{ш}^2} = \overline{e_{ш}^2} + \overline{i_{ш}^2}/G_n$ — напряжение шума, приведенное к сетке лампы. В области низких частот ($f \ll f_r$) при малых значениях сеточного тока лампы

$$F = 1 + \frac{f_r}{f} R_{эк}' G_n.$$

Следовательно, коэффициент шума лампового каскада снижается при повышении частоты и сопротивления источника сигнала. На рис. 2-9, а показана зависимость коэффициента шума лампы типа H-28 от частоты. На частотах выше 800 Гц коэффициент шума практически остается постоянным и определяется в основном дробовыми шумами, имеющими постоянную спектральную плотность. Снижение проводимости источника сигнала приводит к уменьшению коэффициента шума. На рис. 2-9, б показана зависимость коэффициента

ента шума от внутренней проводимости источника для лампы типа Н-37. Оптимальное значение проводимости источника сигнала, при котором коэффициент шума становится минимальным, определяется выражением

$$G_{и.о} = \frac{\bar{i}_{ш}}{e_{ш}} = \sqrt{\frac{G_{ЭК}}{R_{ЭК}}} = \sqrt{\frac{qI_c}{R'_{ЭК} \left(1 + \frac{f_r}{f}\right) 2kT}}. \quad (2-18)$$

Собственные шумы лампы можно также характеризовать напряжением шума, приведенным к входу. В этом случае исходной величиной может служить коэффициент шума F_0 , измеренный на частоте $f_0 < f_r$. Коэффициент шума на частоте f , отличной от частоты f_0 , определяется выражением

$$F = 1 + (F_0 - 1) \frac{f_0}{f}.$$

В полосе частот $f_2 - f_1$, лежащей в диапазоне от 0 до f_r , напряжение шума, приведенное ко входу,

$$\overline{U_{ш}^2} = \int_{f_1}^{f_2} \overline{u_{ш}^2} df = 4kT \frac{F_0 - 1}{G_{и}} f_0 \ln \frac{f_2}{f_1}.$$

При окружающей температуре $T = 300$ К и $f_0 = 1000$ Гц

$$\overline{U_{ш}} = 4 \cdot 10^{-9} \sqrt{\frac{F_0 - 1}{G_{и}} \ln \frac{f_2}{f_1}}.$$

В узкой полосе вблизи f_0

$$\overline{U_{ш}} = 4 \cdot 10^{-9} \sqrt{(F_0 - 1) \Delta f / G_{и}}.$$

2-3. Транзисторные усилители

Транзисторные усилители могут быть использованы как для усиления тока, так и для усиления напряжения. В то же время существенным отличием транзистора от электронной лампы является то, что управление током коллектора в транзисторе производится током базы, поэтому без принятия специальных мер по повышению входного сопротивления транзисторный усилитель можно рассматривать как усилитель тока.

При проектировании транзисторных усилителей по заданным характеристикам в зависимости от параметров транзистора и характеристик усилителя используют различные эквивалентные схемы. В общем случае транзистор рассматривают как активный четырехполюсник (рис. 2-10). Подобно электронной лампе, транзистор можно включать тремя различными способами, делая общим электродом эмиттер, коллектор или базу. В табл. 2-2 приведены основные схемы включения транзистора и их характеристики.

Таблица 2-2

Основные характеристики транзисторных схем

Характеристика	Схема с общей базой	Схема с общим эмиттером	Схема с общим коллектором
Коэффициент усиления по току	$\frac{\alpha}{1 + \frac{R_H}{r_K}} \approx \alpha$	$\frac{\alpha}{1 - \alpha + \frac{R_H + r_3}{r_K}} \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$\frac{1}{1 - \alpha + \frac{R_H + r_3}{r_K}} \approx \frac{1}{1 - \alpha}$
Коэффициент усиления по напряжению	$\frac{\alpha R_H}{r_3 + (1 - \alpha) r_6 + R_H}$	$\frac{\alpha R_H}{r_3 + (1 - \alpha) (r_6 + R_H)}$	$\frac{1}{(1 - \alpha) \left(\frac{r_6 + R_H}{R_H} \right) + 1 + \frac{r_3}{R_H}}$
Входное сопротивление	$r_3 + r_6 (1 - \alpha)$	$r_6 + \frac{r_3}{1 - \alpha}$	$r_6 + \frac{1}{1/r_K + (1 - \alpha)/(r_3 + R_H)}$
Выходное »	$r_K \frac{r_3 + r_6(\alpha - 1) + R_H}{r_3 + r_6 + R_H}$	$r_K \frac{r_3 + (1 - \alpha) (r_6 + R_H)}{r_3 + r_6 + R_H}$	$r_3 + \frac{1 - \alpha}{\frac{1}{r_K} + \frac{1}{R_H + r_6}}$

Примечание. r_K , r_3 , r_6 — соответственно сопротивления коллектора, эмиттера и базы транзистора, R_H — сопротивление нагрузки, R_H — сопротивление источника сигнала, α — коэффициент усиления транзистора в схеме с общей базой.

Схема с общей базой имеет коэффициент усиления по току меньше единицы и относительно низкое входное сопротивление. Усиление по напряжению в такой схеме может быть значительным. Схема с общим эмиттером аналогична ламповому усилителю с общим катодом. Она обеспечивает высокие коэффициенты усиления по току и напряжению и имеет относительно низкое входное сопротивление. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель) имеет значительное усиление по току и сравнительно высокое входное сопротивление. Усиление по напряжению в такой схеме меньше единицы.

Из рассмотрения схем усилителей на транзисторах следует, что для усилителей тока и напряжения, используемых в гальванометрах постоянного тока, наиболее пригодными оказываются схемы с общим эмиттером или общим коллектором. Эти схемы при работе в качестве усилителей тока обеспечивают примерно равные коэффициенты усиления по току, однако входные сопротивления их резко различаются. В схеме с общим коллектором благодаря наличию глубокой последовательной отрицательной обратной связи входное сопротивление каскада оказывается весьма высоким.

Для улучшения характеристик схемы с общим эмиттером используется обратная связь. Последовательная отрицательная обратная связь достигается включением в эмиттер сопротивления $R_э$ (рис. 2-11, а). Коэффициент усиления схемы по напряжению

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{B R_H}{r_6 + B (r_э + R_э)}.$$

Если сопротивление в цепи эмиттера достаточно велико ($R_э \gg r_э + r_6/B$), то $K_u = R_H/R_э$.

Входное сопротивление усилителя с последовательной обратной связью достаточно велико: $R_{\text{вх}} \approx B R_э$. Выходное сопротивление усилителя при работе от источника напряжения $R_{\text{вых}} = r_k R_э / r_э$.

Параллельная отрицательная обратная связь достигается включением сопротивления R_k в цепь коллектора (рис. 2-11, б). Такой усилитель характеризуется малым входным сопротивлением и может рассматриваться как усилитель тока. При работе от источника напряжения цепь обратной связи оказывается закороченной. Коэффициент передачи по току такого усилителя

$$K_{iu} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{R_k}{1 + \frac{(r_6 + B r_э + R_k) (R_k + R_H)}{B R_k R_H}}.$$

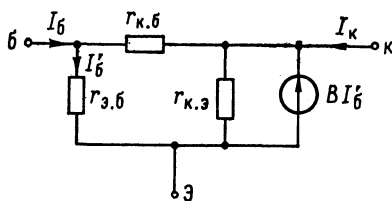


Рис. 2-10. Эквивалентная схема транзистора

Если сопротивление обратной связи достаточно велико ($R_K \gg r_6 + Br_3$), то

$$K_{iu} = \frac{R_K}{1 + 1/B + R_K/B R_H}.$$

При относительно высоком сопротивлении нагрузки ($BR_H \gg R_K$) коэффициент передачи по току $K_{iu} = R_K$.

Входное сопротивление усилителя по схеме рис. 2-11, б определяется выражением

$$R_{вх} = \frac{(r_6 + Br_3)(1 + R_H/R_K)}{1 + B R_H/R_K}.$$

Если сопротивление источника сигнала велико, то выходное сопротивление каскада $R_{вых} = R_K/B$.

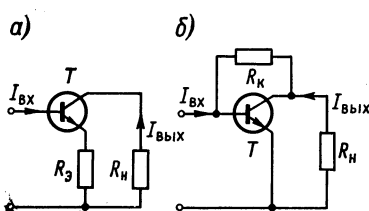


Рис. 2-11. Транзисторные усилители с последовательной (а) и параллельной (б) отрицательной обратной связью

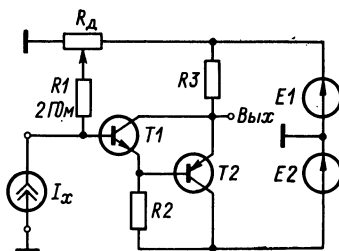


Рис. 2-12. Составной эмиттерный повторитель

Последовательное включение усилителей с параллельной и последовательной обратной связью позволяет построить почти идеальный усилитель тока. При обратной последовательности включения усилителей получается усилитель напряжения. Анализ комбинационных схем включения транзисторных каскадов имеется в работе [23].

Для усилителей электронных гальванометров очень важно, чтобы первый транзистор работал при очень малом токе коллектора, поэтому используемый транзистор должен иметь достаточно большое усиление по току в этих условиях, а ток утечки должен быть очень малым.

Таким условиям лучше всего отвечают кремниевые планарные транзисторы типов КТ306, КТ315, КТ316, КТ324, КТ326, КТ337, КТ342 и некоторые другие. Заводы-изготовители не приводят сведений о поведении этих транзисторов в режимах, когда ток коллектора не превышает 10 мкА, поэтому выбор транзистора для входного каскада усилителя необходимо производить экспериментально. В работе [38] приводится описание устройства, позволяющего из-

мерять коэффициент усиления транзистора по току при малых токах коллектора вплоть до 20 пА.

На рис. 2-12 показана схема составного эмиттерного повторителя, обеспечивающего входное сопротивление выше 1 ГОм. Компенсация остаточного тока базы осуществляется при помощи сопротивления R_1 , подключенного к делителю напряжения R_d . Нагрузками транзисторов T_1 и T_2 являются сопротивления R_2 и R_3 .

Дрейф напряжения в транзисторных усилителях вызывается изменением напряжения между базой и эмиттером $u_{бэ}$ транзистора,

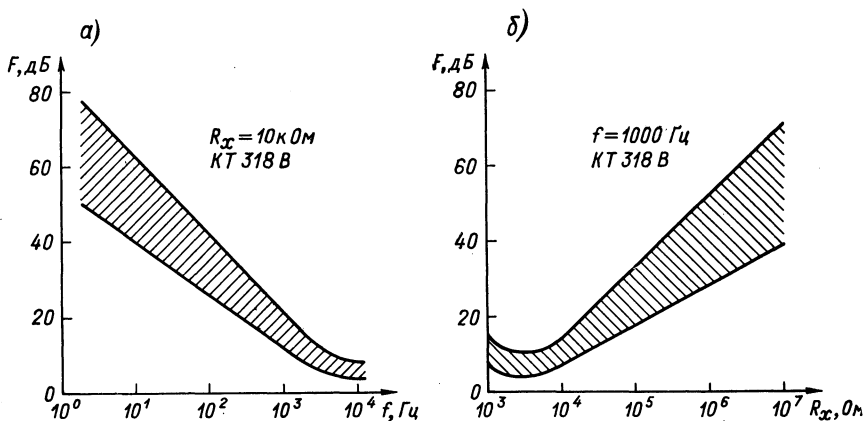


Рис. 2-13. Зависимости коэффициента шума транзисторов от частоты (а) и сопротивления источника сигнала (б)

в то время как дрейф тока вызывается изменением коэффициента усиления тока B . Некоторое влияние оказывает дрейф тока утечки коллектора $I_{к0}$. Снижение дрейфа нулевого уровня достигается применением компенсирующих термосопротивлений и использованием дифференциальных схем усилителей. Способы компенсации дрейфа нулевого уровня подробно рассмотрены в работе [1]. Во входном каскаде необходимо использовать тренированные двойные транзисторы, помещенные в термостатирующее устройство.

В отличие от ламп коэффициент шума транзисторов имеет сложную зависимость от внутреннего сопротивления источника сигнала. Кроме того, на низких частотах существенное влияние оказывают генерационно-рекомбинационные шумы. Общий уровень шума большинства транзисторов велик и составляет на частоте 10 Гц 20—50 дБ. На рис. 2-13 приведены зависимости коэффициента шума транзисторов от частоты и сопротивления источника сигнала.

Коэффициент шума транзисторов сравнительно слабо зависит от режима питания и схемы включения транзистора. При изменении тока эмиттера в пределах от 100 мкА до 2 мА и напряжения коллек-

тора от 0,1 до 3 В коэффициент шума практически остается постоянным для всех схем включения транзистора.

При оптимальном сопротивлении источника сигнала (около 10 кОм) коэффициент шума на частоте 1000 Гц имеет значение 3—7 дБ.

2-4. Усилители с полевыми транзисторами

Полевой транзистор, как и электронная лампа, может использоваться как для усиления напряжения, так и для усиления тока. Коэффициент усиления по напряжению для схемы с общим истоком (рис. 2-14) определяется формулой

$$K_u = -S_d R_c; \quad S_d = \frac{S}{1 + R_c/R_i},$$

где $S_d = \partial i_c / \partial u_3$ — динамическая крутизна транзистора; R_i — внутреннее сопротивление транзистора; R_c — сопротивление нагрузки в цепи стока.

Если последовательно с истоком включено сопротивление R_n , то динамическая крутизна транзистора определяется выражением

$$S_d = \frac{S}{1 + \frac{R_c}{R_i} + (SR_i + 1) \frac{R_n}{R_i}}. \quad (2-19)$$

Очевидно, что включение сопротивления R_n уменьшает динамическую крутизну и коэффициент усиления каскада и увеличивает их стабильность. При $SR_n \gg 1$ и $SR_i \gg 1$ получаем, что $K_u = -R_c/R_n$, т. е. коэффициент усиления по напряжению не зависит от параметров транзистора.

Если полевой транзистор используется для усиления тока, то коэффициент усиления по току можно определить по формуле

$$K_i = K_u \frac{g_c}{g_{вх}} \approx \frac{S_d}{g_{вх}},$$

где $g_{вх}$ — дифференциальная входная проводимость транзистора; $g_c = 1/R_c$. Таким образом, коэффициент усиления по току определяется проводимостью утечки затвора и увеличивается при уменьшении последней.

В связи с этим очень важным параметром полевого транзистора является ток утечки затвора. Направление и величина тока утечки затвора зависят от напряжений на электродах транзистора и качества его изоляции.

Снижение тока утечки затвора осуществляется выбором соответствующих напряжений на электродах транзистора, совершенствованием изоляции затвора и применением охранных электродов. Для очистки полевого транзистора от загрязнений можно применить фреон с последующей осушкой теплым воздухом. Экспериментально установлено, что такая очистка позволяет снизить токи утечки по

корпусу транзистора с 10^{-12} А до 10^{-16} А. После очистки транзистор монтируется в защищенном корпусе с минимальными токами утечки ($<10^{-16}$ А).

Ток утечки затвора при постоянных напряжениях на затворе и истоке зависит от напряжения на стоке. При изменении напряжения на стоке ток утечки затвора меняет знак, проходя через нулевое значение. Таким образом, для снижения тока утечки затвора необходимо применить защитный электрод у затвора и выбрать определенный потенциал стока.

Эквивалентная схема дифференциального каскада на полевом транзисторе с изолированным затвором (ПТИЗ) со следующими по-

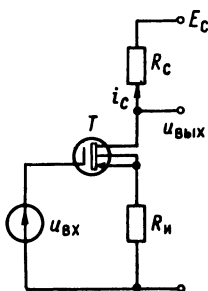


Рис. 2-14. Схема усилителя с общим истоком

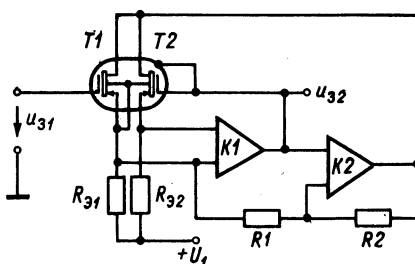


Рис. 2-15. Дифференциальный усилитель с полевым транзистором

тенциалами на охранном электроде затвора и стоке приведена на рис. 2-15. Для этой схемы ток утечки затвора $I_{з1}$ транзистора $T1$ можно выразить через напряжения между затвором и стоком $u_{з.с1}$ и затвором и истоком $u_{з.н1}$:

$$I_{з1} = I_{y1} + I_{y2},$$

где $I_{y1} = g_{y1} u_{з.н1} + g'_{y1} u_{з.с1}$ — ток утечки через объем и поверхность герметизирующего материала, через который проходят выводы прибора; $I_{y2} = g_{y2} u_{з.н1} + g'_{y2} u_{з.с1}$ — ток утечки через объем и поверхность диэлектрика затвора полупроводникового типа, на котором формируется прибор; g_{y1} и g'_{y1} — проводимости утечки через объем и поверхность герметизирующего материала соответственно на исток и сток транзистора; g_{y2} и g'_{y2} — проводимости утечки через объем и поверхность диэлектрика затвора соответственно на исток и сток транзистора.

Абсолютные значения g_{y1} и g'_{y1} определяются степенью загрязнения герметизирующего материала и, следовательно, зависят от таких факторов, как влажность среды, например, тогда как их относительные величины являются функцией расстояния между

выводами. Значения g_{y2} и g'_{y2} можно считать постоянными для чистых герметичных приборов, находящихся в условиях постоянного смещения при работе в схеме.

Для того чтобы ток утечки затвора был равен нулю, необходимо раздельное выполнение условий 1) $I_{y1} = 0$ и 2) $I_{y2} = 0$. Чтобы выполнить условие 1, достаточно затвор снабдить охранным электродом, потенциал которого поддерживается равным потенциалу затвора. Для выполнения условия 2 необходимо выбрать такое напряжение на стоке (при заданных потенциалах затвора и истока), чтобы удовлетворялось уравнение

$$g_{y2}u_{з.н1} + g'_{y2}u_{з.с1} = 0.$$

Это условие может быть выполнено, если токи с истока и со стока на затвор равны по величине и противоположны по направлению. Для этого необходимо выбрать определенное напряжение на стоке.

Автоматическое поддержание необходимого напряжения на стоке осуществляется при помощи операционного усилителя $K2$ и делителя $R1-R2$. При этом для схемы рис. 2-15 оказываются справедливыми условия

$$u_{з1} = u_{з2}; \quad (2-20)$$

$$R_2 u_{з.н1} + R_1 u_{з.с1} = 0. \quad (2-21)$$

Так как затвор транзистора $T2$ соединен с охранным электродом, то выполнение равенства (2-20) эквивалентно тому, что $I_{y1} = 0$. Изменяя сопротивление $R2$, можно выбрать напряжение на стоке таким образом, чтобы выполнялось условие 2. При этом, так как $u_{з.с1}$ в соответствии с уравнением (2-21) не зависит от напряжения $u_{з1}$, то условие 2 выполняется при любом напряжении на затворе транзистора $T1$.

Практически выбор необходимого напряжения на стоке осуществляется изменением сопротивления $R2$ так, чтобы выходное напряжение на затворе транзистора $T2$, измеряемое вольтметром постоянного тока, оставалось неизменным, когда затвор $T1$ размыкается и замыкается на землю. Все эти мероприятия позволяют снизить ток утечки затвора для качественных транзисторов до значения 10^{-16} А.

Основные характеристики отечественных полевых транзисторов с изолированным затвором приведены в табл. 2-3. Полевой транзистор типа КП305 получается методом диффузии на кристалле размером $0,25 \text{ мм}^2$. Исток и сток выполнены в виде алюминиевых контактов. Область между истоком и стоком покрыта тонким двухслойным диэлектриком из окиси и нитрида кремния, на котором находится алюминиевый контакт затвора.

Между областями стока и истока при нулевом напряжении на затворе имеется проводящий канал n -типа. При подаче на затвор положительного напряжения происходит обогащение канала элек-

Основные параметры полевых транзисторов с изолированным затвором

Параметр	Тип транзистора			
	КП301Б (с индуци- рованным каналом <i>p</i> -типа)	КП304А (с индуци- рованным каналом <i>p</i> -типа)	КП305Б (со встроен- ным каналом <i>n</i> -типа)	КП306 (со встроен- ным каналом и двумя затворами)
Максимальное напряжение сток — исток, В	20	25	25	20
Максимальное напряжение зат- вор — исток, В	30	30	50	40
Максимальный ток стока, мА	30	15	40	20
Максимальная рассеиваемая мощ- ность, мВт	200	150	200	150
Температура окружающей среды, °С	+85÷—40	±125÷—60	+150÷—65	+125÷—60
Пороговое напряжение (напряже- ние отсечки) при токе стока 10 мкА, В	6,5	3—5	1,5—5	3—6
Крутизна характеристики, мСм	1	4—8	2,5—10	3—8
Ток затвора, нА	0,3	20	1	1—10
Внутренняя проводимость, мСм	—	1	0,1	0,1

тронами из подложки, что приводит к увеличению тока стока. При подаче на затвор отрицательного напряжения происходит обедне-ние канала, что приводит к уменьшению тока стока и дальнейшему запираению транзистора.

В отличие от транзистора КП305 полевой транзистор типа КП304А имеет индуцированный канал *p*-типа. При нулевом напря-жении на затворе ток в канале практически отсутствует. Отпирание транзистора происходит при подаче на затвор отрицательного на-пряжения, превышающего пороговое напряжение (примерно 3—5 В).

Дрейф нулевого уровня в усилителях с полевыми транзисторами определяется нестабильностью тока стока. В некоторых типах ПТИЗ ток стока уменьшается при возрастании температуры, а в других — увеличивается. Ряд транзисторов имеет нулевой тем-пературный коэффициент при определенном напряжении на затворе.

На участке насыщения ток стока ПТИЗ определяется формулой

$$i_c = -\frac{\beta}{2} (u_3 - U_0)^2 = I_{c.н} \left(1 - \frac{u_3}{U_0}\right)^2, \quad (2-22)$$

где β — удельная крутизна транзистора—параметр, зависящий от геометрии транзистора и подвижности носителей тока в канале; $I_{c.н} = -\beta U_0^2/2$ — ток стока насыщения при нулевом смещении на затворе $u_3 = 0$.

Крутизна транзистора на участке насыщения определяется вы-ражением

$$S = \frac{di_c}{du_3} = -\beta (u_3 - U_0) = S_0 \left(1 - \frac{u_3}{U_0}\right), \quad (2-23)$$

где $S_0 = \beta U_0 = -2I_{c.н}/U_0$ — крутизна транзистора при нулевом смещении на затворе.

Из выражений (2-22) и (2-23) следует, что

$$i_c = I_{c.н} + S_0 u_3 \left(1 - \frac{u_3}{2U_0} \right). \quad (2-24)$$

Второй член в круглых скобках формулы (2-24) определяет погрешность нелинейности, обусловленную квадратичной зависимостью тока стока от напряжения на затворе. При малых входных сигналах $u_3 \ll 2U_0$ и $i_c \approx I_{c.н} + S_0 u_3$.

Для дифференциальных усилителей

$$i_{c1} = I_{c.н} + S_0 u_3 \left(1 - \frac{u_3}{2U_0} \right);$$

$$i_{c2} = I_{c.н} - S_0 u_3 \left(1 + \frac{u_3}{2U_0} \right),$$

поэтому разностный выходной сигнал не зависит от погрешности нелинейности

$$u_{\text{вых}} = (i_{c1} - i_{c2}) R_n = 2S_0 u_3 R_n.$$

Температурный коэффициент тока стока ПТИЗ в соответствии с выражением (2-24) равен

$$TK i_c = \frac{1}{i_c} \frac{di_c}{dT} = \gamma_\beta - \gamma_0 \frac{U_0}{u_3 - U_0}, \quad (2-25)$$

где $\gamma_\beta = \frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT}$ — температурный коэффициент удельной крутизны транзистора; $\gamma_0 = \frac{1}{U_0} \frac{dU_0}{dT}$ — температурный коэффициент порогового напряжения транзистора.

Из формулы (2-25) видно, что температурный коэффициент тока стока будет равен нулю, если

$$\gamma_0 = \gamma_\beta \left(\frac{u_3}{U_0} - 1 \right). \quad (2-26)$$

При постоянных для каждого типа транзистора значениях γ_0 и γ_β можно выбрать такое смещение на затворе u_3 , при котором дрейф тока стока будет отсутствовать. Типичная зависимость температурного коэффициента тока стока от напряжения на затворе приведена на рис. 2-16.

Так же, как и в электронных лампах, в полевых транзисторах имеется три вида шума: тепловой шум сопротивления канала и паразитных сопротивлений стока и истока; дробовые шумы тока утечки затвора и тока стока; генерационно-рекомбинационный шум на поверхности раздела полупроводник-диэлектрик. На низких

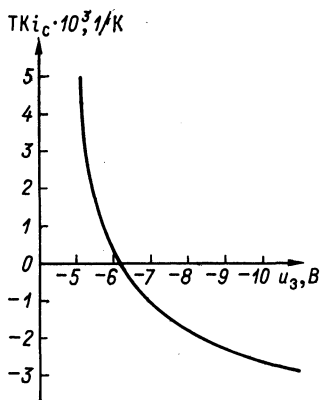


Рис. 2-16. Зависимость температурного коэффициента тока стока от напряжения на затворе

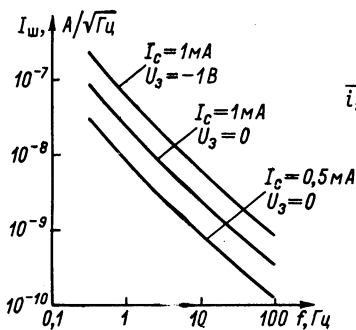


Рис. 2-17. Зависимость шума полевого транзистора от частоты

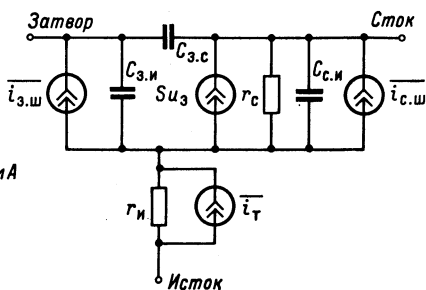


Рис. 2-18. Эквивалентная схема полевого транзистора с источниками шума

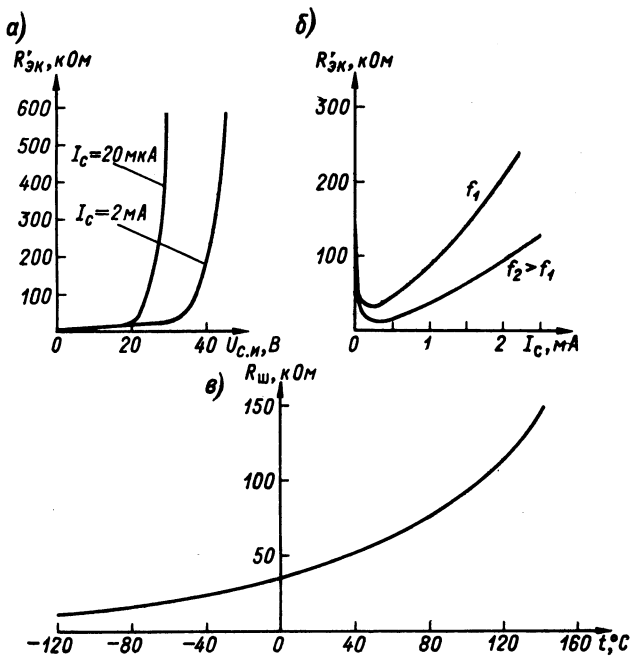


Рис. 2-19. Зависимости эквивалентного шумового сопротивления полевого транзистора от режима работы (а, б) и полного шумового сопротивления от температуры (в)

частотах генерационно-рекомбинационный шум со спектральной плотностью вида $1/f$ является доминирующим. На рис. 2-17 показана зависимость от частоты генерационно-рекомбинационного шума ПТИЗ.

Так как ток утечки затвора очень мал (до 10^{-16} А), то составляющая дробовых шумов, зависящая от тока утечки, может быть весьма незначительна. Малосигнальная эквивалентная схема ПТИЗ с эквивалентными источниками шума $\bar{i}_{з.ш}$ и $\bar{i}_{с.ш}$ во входной и выходной цепях соответственно приведена на рис. 2-18. Тепловой шум представлен источником \bar{i}_T .

Коэффициент шума полевого транзистора можно определять также по формуле (2-17). Следует, однако, иметь в виду, что эквивалентное шумовое сопротивление $R_{эк}$ существенно зависит от режима работы транзистора. На рис. 2-19, а показаны зависимости эквивалентного шумового сопротивления от режима. В достаточно широких пределах изменения напряжения $U_{с.н}$ на стоке шумовое сопротивление остается постоянным и лишь при значительных величинах напряжения начинается лавинообразное нарастание шумового сопротивления (рис. 2-19, а).

Зависимость шумового сопротивления от тока стока I_c имеет явно выраженный минимум (рис. 2-19, б). Зависимость от тока более сильно выражена на низких частотах. Для получения минимальных шумов ток стока нужно выбирать в пределах 0,1—1 мА. Шумовое сопротивление зависит также от температуры транзистора. С понижением температуры шумовое сопротивление уменьшается. Имеются сведения о понижении шумового сопротивления полевых транзисторов, работающих при криогенных температурах [28]. Зависимость шумового сопротивления $R_{ш}$ от температуры в диапазоне от -120°C до $+160^\circ\text{C}$ приведена на рис. 2-19, в.

2-5. Усилители с преобразователями на полевых транзисторах

В отличие от биполярных транзисторов полевые транзисторы имеют весьма малые остаточный ток и напряжение смещения, хорошую изоляцию и малые емкости между управляющим электродом и проводящим каналом. При симметричном расположении затвора относительно стока и истока для транзисторов обычной технологии емкости затвор—сток $C_{з.с}$ и затвор—исток $C_{з.и}$ равны между собой и значительно меньше емкости коллектор—база низкочастотных биполярных транзисторов ($C_{з.с} = C_{з.и} = 1$ пФ). Еще меньше эти емкости для транзисторов с ионным легированием канала или с кремниевым затвором.

Для модуляции малых постоянных токов можно использовать параллельный преобразователь на полевом транзисторе. Преобразователи на полевых транзисторах стали применять сравнительно недавно. Первые сведения о таких преобразователях были опубликованы в 1967 г. [39].

Основным препятствием для применения полевых транзисторов в преобразователях малых постоянных токов является помеха, образующаяся за счет прохождения на выход преобразователя напряжения возбуждения через емкости $C_{з.с}$ и $C_{з.и}$. Величина помехи зависит от сопротивлений открытого r_o и закрытого r_z транзистора и сопротивлений r_c и r_n пассивных частей канала в областях стока и истока, т. е. тех частей канала, на которые не распространяется влияние затвора.

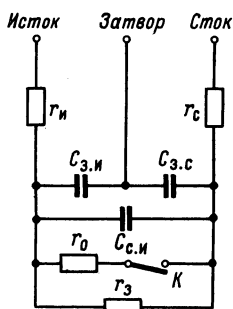


Рис. 2-20. Эквивалентная схема полевого транзистора в ключевом режиме

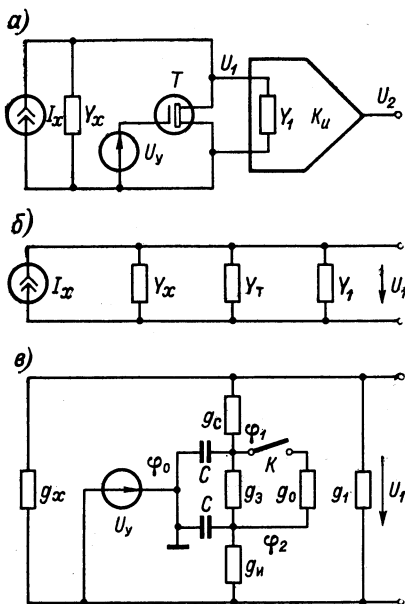


Рис. 2-21. Схема усилителя с преобразователем на полевом транзисторе (а) и его эквивалентные схемы (б, в)

Эквивалентная схема транзистора в ключевом режиме приведена на рис. 2-20. Выключатель K на эквивалентной схеме транзистора соответствует каналу и управляется напряжением на емкостях $C_{з.с}$ и $C_{з.и}$. Лучше всего использовать в преобразователях полевых транзисторы с изолированным затвором. Применение полевых транзисторов с $p-n$ -переходом ограничено сравнительно большой емкостью затвор—канал и малым сопротивлением канала закрытого транзистора. Среди ПТИЗ предпочтение следует отдать приборам с индуцированным каналом, так как пороговое напряжение в них может быть сделано достаточно малым, а напряжение управления однополярным. В то же время ПТИЗ со встроенным каналом для получения высокого коэффициента передачи требуют двухполярного управления.

Для надежного отпирания ПТИЗ с индуцированным каналом требуется подавать на затвор напряжение на 3—5 В больше порогового напряжения. При этом сопротивление открытого канала

составляет величину 30—500 Ом в зависимости от типа транзистора.

На рис. 2-21, а приведена схема параллельного преобразователя с ПТИЗ. Для нормальной работы преобразователя необходимо, чтобы размах управляющего напряжения U_y был бы больше порогового напряжения U_0 .

Полный цикл T работы преобразователя можно разбить на четыре участка. На первом участке от момента подачи на затвор импульса напряжения и до момента запираания транзистора t_3 сопротивление канала равно r_0 . В момент запираания транзистора t_3 сопротивление канала возрастает до величины $r_3 = 10^8—10^{12}$ Ом (что соответствует размыканию ключа на эквивалентной схеме). В таком состоянии канал остается до половины цикла $T/2$, когда управляющее напряжение на затворе становится равным нулю. При этом можно считать, что емкости $C_{з.с}$ и $C_{з.и}$ за время первого полуцикла управляющего напряжения заряжаются до полного размаха управляющего напряжения U_y .

Во втором полуцикле управляющего напряжения $U_y = 0$, и транзистор до момента времени t_0 находится в закрытом состоянии, так как напряжение на емкостях $C_{з.с}$ и $C_{з.и}$ превышает пороговое напряжение. Момент отпираания транзистора определяется из условия снижения напряжений на этих емкостях до напряжения отсечки.

Четвертый участок начинается с момента отпираания транзистора и продолжается до возвращения его к исходному состоянию. В конце цикла управляющего напряжения емкости $C_{з.с}$ и $C_{з.и}$ разряжаются до нуля.

Рассмотрим чувствительность преобразователя к измеряемому сигналу. Эквивалентная схема для расчета чувствительности показана на рис. 2-21, б.

Проводимость канала Y_T транзистора зависит от состояния ПТИЗ и рабочей частоты. Для сравнительно низкой частоты модуляции ($\omega \ll 1/\tau_1$) проводимость канала $Y_{T.о}$ открытого транзистора (при замкнутом ключе K на рис. 2-21, в) во много раз превышает проводимость $Y_{T.з}$ закрытого транзистора (при разомкнутом ключе K).

Выходное напряжение преобразователя

$$U_1(p) = I_x(p) \frac{Y_{T.о} - Y_{T.з}}{(Y_1 + Y_x + Y_{T.о})(Y_1 + Y_x + Y_{T.з})}. \quad (2-27)$$

Принимая во внимание большую проводимость канала открытого ПТИЗ ($Y_{T.о} \gg Y_{T.з}$), из (2-27) получим

$$U_1(p) \approx I_x(p) \frac{1}{Y_1 + Y_x + Y_{T.з}} \approx \frac{I_x}{Y_1}. \quad (2-28)$$

Таким образом, в соответствии с (2-28) значение выходного напряжения преобразователя в течение одного периода управляющего напряжения имеет вид

$$u_1(t) = \begin{cases} 0, & 0 < t < T/2; \\ \frac{I_x}{g_1} (1 - e^{-tg_1/C_1}), & T/2 < t < T. \end{cases} \quad (2-29)$$

Если для усиления выходного напряжения преобразователя используется селективный усилитель, пропускающий только первую гармонику выходного напряжения, то действующее значение напряжения на выходе усилителя после разложения (2-29) в ряд Фурье будет определяться формулой

$$U_2 = I_x \frac{K_u}{\sqrt{2}\pi g_1} \sqrt{A_1^2 + B_1^2},$$

где $A_1 = \frac{\omega\tau_1}{1 + \omega^2\tau_1^2} (1 + e^{-\pi/\omega\tau_1})$; $B_1 = 2 - \frac{(\omega\tau_1)^2}{1 + \omega^2\tau_1^2} (1 + e^{-\pi/\omega\tau_1})$ — коэффициенты ряда Фурье.

На сравнительно низкой частоте модуляции, при $\omega\tau_1 \ll 1$, выходное напряжение

$$U_2 = I_x \frac{\sqrt{2} K_u}{\pi g_1}. \quad (2-30)$$

Таким образом, чувствительность преобразователя к измеряемому сигналу не зависит от частоты при условии $\omega\tau_1 \ll 1$. На более высоких частотах чувствительность к измеряемому сигналу уменьшается, и при $\omega\tau_1 \gg 1$ выходное напряжение

$$U_2 = I_x \frac{\sqrt{2} K_u}{\pi \omega C_1}.$$

Однако с ростом частоты модуляции сильно увеличиваются помехи на выходе преобразователя от источника управляющего напряжения. Эквивалентная схема преобразователя для расчета помехи показана на рис. 2-21, в. Уравнения узловых потенциалов для этой схемы имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1(p)(g_{1x} + pC) - \varphi_2(p)g_{12} &= U_y(p)g_{1x}; \\ -\varphi_1(p)g_{21} + \varphi_2(p)(g_{22} + pC) &= U_y(p)g_n, \end{aligned} \right\} \quad (2-31)$$

где $g_{1x} = \frac{(g_1 + g_x)g_c}{g_1 + g_x + g_c} + g_o$ и $g_{22} = g_n + g_o$ — проводимости узлов схемы, g_o — проводимость открытого канала ($g_{12} = g_{21} = g_o$); g_n — проводимость цепи истока; g_c — проводимость цепи стока.

Решая систему уравнений (2-31), определим мгновенные напряжения на емкостях $C_{з.с}$ и $C_{з.н}$ до размыкания ключа K :

$$\varphi_{1,2} = U_y + \frac{U_y}{\tau'_{1,2}(p_1 - p_2)} [(1 + p_2 \tau'_{1,2}) e^{p_1 t} - (1 + p_1 \tau'_{1,2}) e^{p_2 t}], \quad (2-32)$$

где $\tau'_1 = C/g_{1x}$, $\tau'_2 = C/g_n$ — постоянные времени заряда цепей стока и истока; $p_{1,2} = \frac{-(g_{11} + g_{22}) \pm \sqrt{(g_{11} - g_{22})^2 + 4g_o^2}}{2C}$ — корни характеристического уравнения системы (2-31).

Моменты времени t_1 и t_2 , когда напряжения на емкостях $C_{з.н}$ и $C_{з.с}$ достигнут значения U_o , можно определить из уравнения (2-32). Так как $|p_1| \ll |p_2|$, то из (2-32) получаем

$$t_{1,2} = \frac{1}{p_1} \ln \left(\frac{U_o}{U_y} - 1 \right) \frac{\tau'_{1,2}(p_1 - p_2)}{1 + p_2 \tau'_{1,2}}. \quad (2-33)$$

Поскольку $\tau_1 \gg \tau_2$, то время запираания транзистора определяется выражением $t_{зап} \approx t_2$. При этом в момент запираания транзистора сопротивление канала увеличивается до значения r_3 , а напряжения

$$\varphi_1(t_2) = U_3; \quad \varphi_2(t_2) = U_o. \quad (2-34)$$

С момента запираания транзистора и до конца полуцикла $T/2$ узловые потенциалы схемы рис. 2-21, *в* определяются уравнениями

$$\varphi_1(p)(g_{1x} + pC) = U_y(p)g_{1x} + U_3C;$$

$$\varphi_2(p)(g_n + pC) = U_y(p)g_n + U_oC.$$

При этом мгновенные напряжения на емкостях $C_{з.с}$ и $C_{з.н}$ имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1(t) &= U_y - (U_y - U_3) e^{-t/\tau'_1}; \\ \varphi_2(t) &= U_y - (U_y - U_o) e^{-t/\tau'_2}. \end{aligned} \right\} \quad (2-35)$$

В конце первого полуцикла, при $T/2 \gg \tau_1$, напряжения на емкостях достигнут максимального значения: $\varphi_1(T/2) = \varphi_2(T/2) = U_y$. Однако, если частота управляющего напряжения достаточно высокая, то полного заряда емкостей может и не произойти. При высокой частоте управляющего напряжения (или при малом значении U_y) нарушаются условия запираания транзистора и преобразователь перестает работать.

В следующий полуцикл управляющее напряжение $U_y = 0$, и транзистор до момента отпирания $t_{от}$ находится в закрытом состоянии. Когда напряжения на обеих емкостях $C_{з.с}$ и $C_{з.н}$ станут меньше

напряжения U_o , транзистор откроется. При $T/2 \leq t \leq t_{от}$ напряжения на емкостях определяются выражениями

$$\varphi_1(t) = U_y e^{-t/\tau'_1}; \quad \varphi_2(t) = U_y e^{-t/\tau'_2}. \quad (2-36)$$

Момент отпирания транзистора определим из условия $\varphi_1(t_3) = U_o$ и $\varphi_2(t_4) = U_o$. Используя выражения (2-36), получим

$$t_{3,4} = -\tau'_{1,2} \ln(U_o/U_y).$$

Принимая во внимание, что $\tau'_1 \gg \tau'_2$, определим время отпирания транзистора $t_{от} \approx t_3$, причем $\varphi_2(t_3) = U_2$.

С момента отпирания транзистора и до конца цикла T узловые потенциалы определяются уравнениями

$$\begin{aligned} \varphi_1(p)(g_{1x} + pC) - \varphi_2(p)g_o &= U_o C; \\ -\varphi_1(p)g_o + \varphi_2(p)(g_{22} + pC) &= U_2 C. \end{aligned}$$

При этом мгновенные напряжения на емкостях имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1(t) &= \frac{-U_o(g_{11} + p_2C) + U_2g_o}{C(p_1 - p_2)} e^{p_1 t} - \\ &\quad - \frac{-U_o(g_{11} + p_1C) + U_2g_o}{C(p_1 - p_2)} e^{p_2 t}, \\ \varphi_2(t) &= \frac{-U_2(g_{22} + p_2C) + U_o g_o}{C(p_1 - p_2)} e^{p_1 t} - \\ &\quad - \frac{-U_2(g_{22} + p_1C) + U_o g_o}{C(p_1 - p_2)} e^{p_2 t}, \end{aligned} \right\} \quad (2-37)$$

где $U_2 = U_y \exp\left(\frac{\tau'_1}{\tau'_2} \ln \frac{U_o}{U_y}\right) \approx 0$.

В конце второго полуцикла схема возвращается в исходное состояние, при этом напряжения на емкостях оказываются равными нулю. Напряжение помехи на выходе преобразователя за полный цикл управления

$$u_{вых} = \frac{g_{1x}}{g_1 + g_x} (u_y - \varphi_1), \quad (2-38)$$

где узловой потенциал φ_1 определяется уравнениями (2-32, 2-34, 2-35, 2-37).

Если усилитель K_u (рис. 2-21, а) является селективным, то, производя разложение напряжения (2-38) в ряд Фурье, определим напряжение первой гармоники помехи на входе преобразователя:

$$u_n(t) = U_{nm} \sin(\omega t + \alpha_1),$$

где $U_{nm} = \frac{g_{1x}}{g_1 + g_x} \sqrt{C_1^2 + D_1^2}$ — амплитуда первой гармоники напряжения помехи; $\alpha_1 = \arctg D_1/C_1$ — начальная фаза первой гармоники помехи,

$$C_1 \approx \frac{2\omega^2 \tau_1'^2 (U_y - U_3)}{\pi (1 + \omega^2 \tau_1'^2)} \left(1 + e^{-\pi/\omega \tau_1'} \right) - \frac{\omega^2 U_0}{\pi (p_1^2 + \omega^2)} (1 + e^{\pi p_1/\omega});$$

$$D_1 \approx \frac{2\omega \tau_1 (U_y - U_3)}{\pi (1 + \omega^2 \tau_1'^2)} \left(1 + e^{-\pi/\omega \tau_1'} \right) - \frac{\omega p_1 U_0}{\pi (p_1^2 + \omega^2)} (1 + e^{\pi p_1/\omega})$$

— коэффициенты ряда Фурье для напряжения (2-38).

Если преобразователь работает на низкой частоте, при $\omega \tau_1 \ll 1$, то амплитуда и начальная фаза первой гармоники напряжения помехи

$$U_{nm} \approx \frac{2\omega C}{\pi g_1} (U_y - U_1); \quad \alpha_1 \approx \pi/2. \quad (2-39)$$

На рис. 2-22 показана зависимость амплитуды первой гармоники напряжения помехи на выходе преобразователя от частоты управляющего напряжения при различном отношении величины управляющего напряжения к напряжению U_0 .

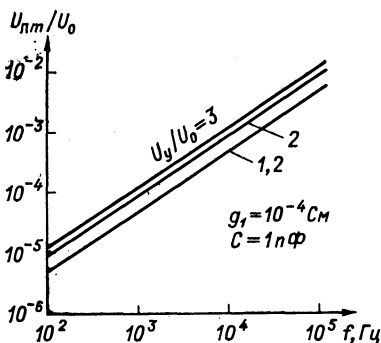


Рис. 2-22. Зависимость амплитуды помехи от частоты

Экспериментальное измерение напряжения помехи производилось авторами для преобразователя на ПТИЗ типа КП305 при помощи анализатора спектра типа С5-3 и лампового милливольтметра типа ВЗ-13. Для повышения чувствительности измерительной системы использовался предварительный усилитель на нувисторе типа 6С51Н. Измерение междуэлектродных емкостей ПТИЗ осуществ-

лялось на куметре типа УК-1. В диапазоне от 100 Гц до 20 кГц расхождение экспериментальных и расчетных значений не превышало 10%. С повышением частоты до 200 кГц это расхождение увеличивалось до 50%, в основном за счет ухудшения фронтов управляющего напряжения на высокой частоте.

2-6. Усилители с электромеханическими емкостными преобразователями

Наиболее чувствительные электронные гальванометры имеют электромеханические емкостные преобразователи. Изменение емкости в таких преобразователях можно осуществлять изменением площади пластин или расстояния между ними. Чаще используют

конденсаторы с изменением расстояния между пластинами. Для перемещения пластин применяют электромагнитные или электростатические системы возбуждения.

Подведенный заряд, создавая разность потенциалов между пластинами, вызывает взаимное притяжение пластин с силой

$$F = \frac{E^2 S}{8\pi}, \quad (2-40)$$

где E — напряженность электрического поля, S — площадь пластин.

Сближению пластин противодействует сила поддерживающих пружин или сила упругости колеблющейся мембраны. При этом энергия электрического поля в объеме

$$W = \frac{1}{8\pi} \int_V E^2 dV. \quad (2-41)$$

Считая, что колебания пластин плоскопараллельны, выражение (2-41) после интегрирования по поверхности можно преобразовать к виду

$$W = \frac{S}{8\pi} \int_0^{\Delta l} E^2 dl, \quad (2-42)$$

где l — расстояние между пластинами.

Из выражения (2-42) видно, что под влиянием механической силы системы возбуждения, действующей против силы притяжения F , изменится напряженность электрического поля E , а следовательно, и энергия поля динамического конденсатора на величину

$$\Delta W = \frac{SE^2 \Delta l}{4\pi}, \quad (2-43)$$

где Δl — изменение расстояния между пластинами.

С учетом заряда Q , подводимого к конденсатору, энергия поля

$$\Delta W = \frac{U \Delta Q}{2} + \frac{Q \Delta U}{2}. \quad (2-44)$$

Принимая во внимание, что $Q = C_0 U_0$ величина постоянная, а $C_0 = \epsilon S / 4\pi d$, получим

$$\Delta U = \frac{U_0}{l_0} \Delta l. \quad (2-45)$$

Из выражения (2-45) следует, что с изменением расстояния между пластинами на величину Δl изменяется напряжение на конденсаторе на величину ΔU . Работа, производимая системой возбуждения на преодоление силы притяжения, $A = F \Delta l$. При этом, исходя из закона сохранения энергии, можно считать $A = \Delta W$. Это означает, что работа системы возбуждения затрачивается на изменение энергии электростатического поля конденса-

тора, поэтому система преобразования с динамическим конденсатором подобна параметрическому усилителю, в котором происходит преобразование механической энергии в электрическую.

Схема входной цепи электрометров с динамическим конденсатором приведена на рис. 2-23. При возбуждении подвижной пластины конденсатора синусоидальным напряжением его емкость изменяется по закону

$$C_{\sim} = \frac{C_0}{1 + m \sin \omega_b t},$$

где $m = \Delta l / l = \Delta C / C$ — коэффициент модуляции; ω_b — частота возбуждения; ΔC — величина девиации емкости; C_0 — среднее значение емкости динамического конденсатора.

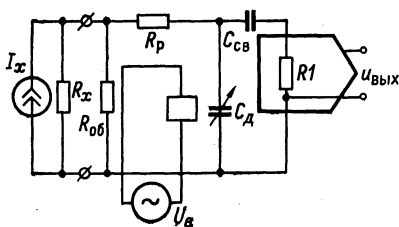


Рис. 2-23. Входная цепь электрометра с динамическим конденсатором

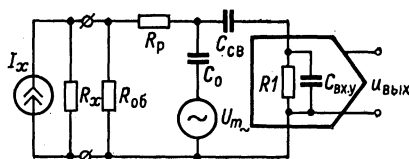


Рис. 2-24. Эквивалентная схема входной цепи электрометра с динамическим конденсатором

Если заряд Q постоянен, то преобразованное переменное напряжение определяется выражением

$$U_{m\sim} = \frac{Q}{C_0} (1 + m \sin \omega_b t) = I_x R_{06} (1 + m \sin \omega_b t),$$

где $I_x R_{06} = E_x$ — измеряемое напряжение, равное напряжению на образцовом резисторе R_{06} .

Амплитуда первой гармоники напряжения $U_{m1} = E_x m$ позволяет определить максимальное значение коэффициента преобразования

$$K_{пр} = \frac{U_{m1}}{E_x \sqrt{2}} = \frac{m}{\sqrt{2}}. \quad (2-46)$$

Вследствие наличия паразитных емкостей и нелинейного характера изменения емкости, величина коэффициента преобразования несколько меньше значения, определяемого по формуле (2-46). Кроме того, паразитные емкости уменьшают коэффициент модуляции по сравнению с расчетным.

Эквивалентная схема входной цепи электрометра с динамическим конденсатором представлена на рис. 2-24. Произведем анализ схемы, исходя из условия, что частота преобразованного сигнала

ω_b больше верхней частоты измеряемого сигнала ω_c ($\omega_b \gg \omega_c$). Резистор R_p исключает шунтирование динамического конденсатора емкостью входа электрометра и его величина выбирается из соотношения $R_p \omega_b C_0 \ll 1$. Практически значение R_p находится из выражения

$$R_p = \frac{5 \div 10}{2\pi f_b C_0}.$$

Сопротивление изоляции конденсатора связи $C_{св}$, так же как и самого динамического конденсатора, должно быть не менее, 100—1000 ТОм, так как только при этом условии практически будет отсутствовать потребление энергии от измеряемой цепи, за исключением энергии первоначального заряда полной емкости системы. Величина емкости связи $C_{св}$ выбирается равной C_0 для получения максимального значения коэффициента преобразования.

Ток входного управляющего электрода усилителя (управляющей сетки лампы или затвора полевого транзистора) приводит к появлению дополнительного паразитного напряжения на динамическом конденсаторе за счет образования делителя из сопротивлений утечек и конденсаторов C_d и $C_{св}$. Для предотвращения этого явления применяют двойную разделительную цепь между динамическим конденсатором и входом усилителя, при этом падение напряжения на входном сопротивлении усилителя не будет непосредственно приложено к конденсатору связи, а следовательно, через его сопротивление утечки — к динамическому конденсатору.

Полная величина входного сопротивления преобразователя для схемы, представленной на рис. 2-25,

$$Z_{вх} = R_p + j \frac{1}{\omega_b} \frac{1 + j \omega_b C_{св} Z_{вх.у}}{C_{св} + C_d + j \omega_b C_{св} C_d Z_{вх.у}},$$

где $Z_{вх.у} = R_1 / (1 + j \omega_b C_{вх.у} R_1)$ — для однозвенной разделительной цепи; $C_{вх.у}$ — входная емкость усилителя; R_1 — входное сопротивление усилителя.

Одним из основных требований, предъявляемых к динамическому конденсатору, кроме возможно большего коэффициента преобразования, является сведение к минимуму всевозможных помех, возникающих в цепях преобразователя. К числу таких помех относятся: остаточная контактная разность потенциалов $E_{к.р}$, изменение во времени которой приводит к дрейфу нуля электрометра; шумы изоляторов входной цепи; наводка из цепи возбуждения.

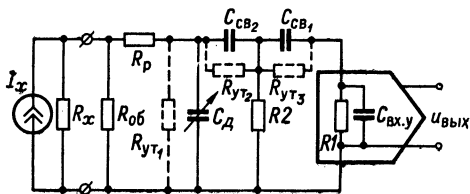


Рис. 2-25. Схема электрометра с двойной разделительной цепью

Контактная разность потенциалов, обусловленная разностью работ выхода электронов с поверхностей рассматриваемых пластин, численно равна $E_{к.р} = \varphi_a - \varphi_b = \Delta\varphi_{ab}$, где φ_a — работа выхода электронов пластины a ; φ_b — работа выхода электронов пластины b . При возникновении градиента температур между пластинами образуется дополнительная разность потенциалов, обусловленная эффектом Зеебека (термо-э. д. с.). Результирующая разность потенциалов равна алгебраической сумме контактной разности потенциалов и термо-э. д. с.

Компенсация контактной разности потенциалов динамического конденсатора осуществляется путем подведения к подвижной пластине встречного напряжения от источника с высокой временной

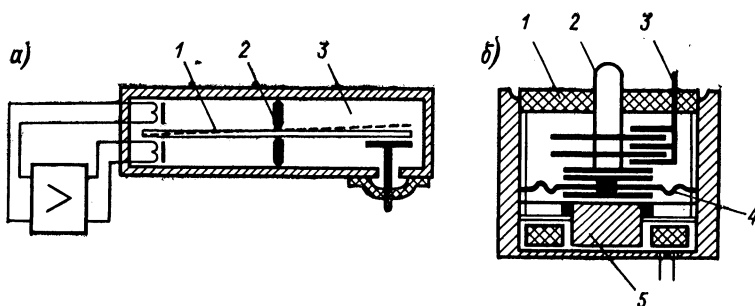


Рис. 2-26. Конструкции язычкового (а) и дискового (б) конденсаторов

и температурной стабильностью. В то же время величина контактной разности потенциалов не остается постоянной во времени вследствие изменения поверхностного состояния электродов, так как работа выхода электронов с поверхностей пластин во многом определяется состоянием поверхностей, и в первую очередь адсорбцией на ней всевозможных веществ. Неоднородность поверхностного слоя металла электродов приводит к относительно большому значению контактной разности потенциалов.

По конструкции динамические конденсаторы делят на язычковые и дисковые, а по способу возбуждения — на системы с авто- и принудительным возбуждением. Электромагнитные системы возбуждения бывают поляризованные и неполяризованные. Внутренний объем конденсатора делается вакуумным или заполняется инертным газом.

Схема динамического конденсатора язычкового типа показана на рис. 2-26, а. Жесткое закрепление колеблющейся пластины 1 в средней ее части с помощью диафрагмы 2 экранирует рабочую область 3 от области возбуждения. Это позволяет снизить наводки на рабочие электроды.

Дисковый динамический конденсатор типа ЕВП-9, разработанный во ВНИИнаучприбор, приведен на рис. 2-26, б. Основной электрод конденсатора 2 крепится неподвижно при помощи изолятора 1

в корпусе конденсатора. Подвижный электрод 4 крепится на диафрагме и возбуждается электромагнитом 5. Съем сигнала производится через разделительный конденсатор 3.

Для изоляции электродов динамических конденсаторов используют некоторые неорганические материалы (сапфир, алундовую керамику, цельзиановую керамику, монокристаллическую окись магния) или органические диэлектрики (янтарь, фторопласт, эскапон и др.). Фторопласт используют сравнительно редко из-за его текучести.

Наводки на рабочие электроды конденсатора устраняют при помощи экранов, применением систем автовозбуждения и снижением мощности возбуждения.

Фирма «Филипс» выпускает динамические конденсаторы с электростатическим возбуждением и кварцевыми электродами. Колеблущимся элементом является кварцевая пластина толщиной 0,135 мм, покрытая с обеих сторон металлической пленкой. Эта мембрана находится между двумя такими же пластинами с металлическим покрытием. Одна неподвижная пластина образует с мембраной систему возбуждения, а другая — динамический конденсатор.

В ряде случаев находят применение дифференциальные динамические конденсаторы. Схема входной цепи электрометра с дифференциальным динамическим конденсатором показана на рис. 2-27. Емкости C_1 и C_2 изменяются синхронно и при этом

$$\frac{dC_1}{dt} = -\frac{dC_2}{dt},$$

т. е. при увеличении емкости одного конденсатора емкость другого на столько же уменьшается и, следовательно, полная входная емкость системы остается постоянной.

При изменении емкостей C_1 и C_2 происходит перенос зарядов, в результате чего на резисторах R_1 и R_2 выделяется переменная составляющая преобразованного напряжения. В случае выполнения условий $C_1 = C_2 = C$; $R = R_1/2 = R_2/2$, заряд на конденсаторах практически остается постоянным и амплитуда первой гармоники напряжения на выходе преобразователя определяется соотношением

$$U_{m\sim} = \frac{2\Delta C}{C_0} E_x,$$

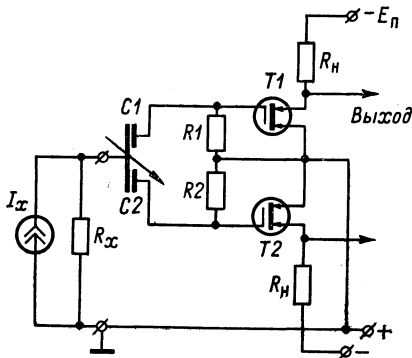


Рис. 2-27. Входная цепь электрометра с балансным динамическим конденсатором

Дифференциальный конденсатор имеет вдвое больший коэффициент преобразования, меньший уровень помех и наводок, а главное, при его использовании нет необходимости в развязке входной цепи. Сравнительные характеристики некоторых емкостных вибрационных преобразователей приведены в табл. 2-4.

Таблица 2-4

Сравнительные характеристики емкостных вибрационных преобразователей

Параметры	Тип					
	ДКВ-05	ЕВП-8	ДРК-3	ДРК-4	Такеда-Рикен	Филлипс
Номинальная емкость, пФ . .	20	15	15	15	20	15
Сопротивление изоляции, Ом	$5 \cdot 10^{14}$	10^{14}	10^{14}	10^{15}	10^{15}	10^{15}
Коэффициент преобразования	0,1	0,15	0,2	0,2	0,25	0,25
Контактная разность потенциалов, мВ	20	10	15	15	10	5
Временной дрейф напряжения, мВ/сутки	0,2	0,1	0,25	0,1	0,1	0,06
Температурный дрейф напряжения, мкВ/°С	30	20	40	25	20	15
Рабочая частота, кГц	0,6	1—1,5	0,285	0,285	0,4	6
Мощность потребления системой возбуждения, мВт . . .	500	20	15	15	0,1	—

Порог чувствительности по току электрометра с динамическим конденсатором ограничен током, протекающим через изолятор динамического конденсатора, от напряжения контактной разности потенциалов. Величина этого паразитного тока определяется отношением $i_{\text{п}} = E_{\text{к.р}}/R_{\text{из}}$.

Для получения предельной чувствительности необходимо снижать величину контактной разности потенциалов динамического конденсатора и одновременно повышать сопротивление изоляции. Так, например, при контактной разности потенциалов $E_{\text{к.р}} = 10$ мВ и сопротивлении изоляции $R_{\text{из}} = 1000$ ТОм паразитный ток $i_{\text{п}} = 10^{-17}$ А. Однако в реальных электрометрах предельная чувствительность бывает во много раз ниже вследствие ограничений, связанных с шумами резисторов входной цепи, шумом усилителя (в основном определяемым шумом первого каскада), а также шумами входных изоляторов.

Источники шума входной цепи электрометра показаны на рис. 2-28. Составляющие источников шума входной цепи и входного резистора имеют широкий спектр, который в основном определяется тепловым шумом

$$\overline{U_{\text{ш.т}}^2} = \frac{4kTR_{\text{ос}}}{2\pi} \int_0^{\infty} K_{\text{пр}}^2 (j\omega_c) d\omega_c \quad (2-47)$$

и низкочастотным шумом со спектром $1/f$.

Полный шум входной цепи

$$\overline{U_{ш\Sigma}^2} = \frac{\overline{U_{ш.т}^2}}{\sqrt{1 - (f_{гр}/f)^2}},$$

где $f_{гр}$ — частота, на которой величина теплового шума равна низкочастотному шуму.

Собственные шумы усилителя учитываются источниками $\bar{U}_{ш.у}$ и $\bar{i}_{ш.у}$ (напряжение тепловых шумов эквивалентного шумового сопротивления и дробовый шум управляющего электрода). Источники шума $\bar{U}_{ш.у}$ и $\bar{i}_{ш.у}$, спектр которых лежит в полосе пропускания усилителя $\omega_b \pm \omega_c$, можно заменить одним источником $\bar{U}_{ш.эк}$, включенным последовательно в цепь резистора $R_{об}$. Из-за большой величины сопротивления $R_{об}$ составляющие спектра его шума лежат в пределах полосы частот входного сигнала. Замену источников шума усилителя сделаем в два этапа: вначале для частоты ω_b источник тока шума $\bar{i}_{ш.у}$ преобразуем в источник напряжения, включенный последовательно с конденсатором C_d . Полагая, что $\omega_b R_p C_d \gg 1$, получим

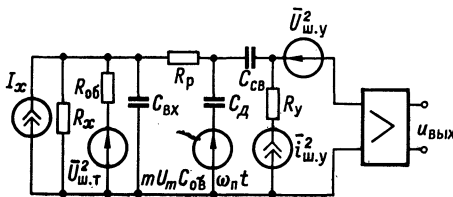


Рис. 2-28. Эквивалентная схема входной цепи электрометра с источниками шума

$$\overline{U_{п}^2} = \overline{U_{ш.у}^2} + \overline{i_{ш.у}^2} \frac{1}{\omega_b^2 C_d^2}, \quad (2-48)$$

где C_{Σ} — полная входная емкость.

Для частоты ω_c источник $\bar{U}_{п}$ заменим источником $\bar{U}_{ш.эк}$, включив его последовательно в цепь сопротивления $R_{об}$. Полагая, что $\omega_c C_d R_d \ll 1$, получим

$$\overline{U_{ш.эк}^2} = \frac{2(1 + \omega_c^2 R_{об}^2 C_{вх\Sigma}^2)}{m^2} \overline{U_{п}^2}, \quad (2-49)$$

где $C_{вх\Sigma}$ — сумма паразитных емкостей входной цепи и образцового резистора $R_{об}$.

Используя выражения (2-48) и (2-49), определим эквивалентное шумовое сопротивление $R_{ш.эк}$ источника $\bar{U}_{ш.эк}$

$$R_{ш.эк} = \frac{2}{m^2} \left(R_{ш.у} + \frac{G_{ш.у}}{\omega_b^2 C_d^2} \right) (1 + \omega_c^2 R_{об}^2 C_{вх\Sigma}^2), \quad (2-50)$$

где $R_{ш.у}$ — эквивалентное шумовое сопротивление усилителя; $G_{ш.у}$ — эквивалентная шумовая проводимость усилителя.

Выражение (2-50) можно представить в виде

$$R_{ш. эк} = R_{эк} (1 + \omega_c^2 R_{об}^2 C_{вх \Sigma}^2), \quad (2-51)$$

где $R_{эк} = \frac{2}{m^2} \left(R_{ш. у} + \frac{G_{ш. у}}{\omega_B^2 C_{\Sigma}^2} \right)$ — эквивалентное шумовое сопро-

тивление источника $\bar{U}_{ш. эк}$.

Из выражения (2-51) следует, что для получения низкого уровня шума электрометра с динамическим конденсатором необходимо увеличивать коэффициент модуляции m и частоту преобразования ω_B , а также снижать шумовое сопротивление усилителя. Низкочастотные шумы усилителя со спектром $1/f$ также могут увеличивать общий уровень шума, поступая через емкость $C_{св}$ к динамическому конденсатору и непосредственно преобразуясь в сигнал с частотой ω_B . Величину этого шумового тока $\bar{i}_{ш. н}$ можно пересчитать в эквивалентный источник тока $\bar{i}_{ш. у. эк}$, включенный параллельно сопротивлению $R_{об}$:

$$\bar{i}_{ш. у. эк}^2 = \bar{i}_{ш. н}^2 \frac{\omega_c^2 \tau_{св}^2}{1 + \omega_c^2 \tau_{св}^2},$$

где $\tau_{св} = R_1 C_{св}$ — постоянная времени однозвенной цепочки связи.

Уровень шума на выходе усилителя подсчитывают путем интегрирования всех составляющих с учетом частотных и фазовых характеристик усилителя и синхронного детектора. В общем случае шум на выходе

$$\bar{U}_{ш. вых}^2 = \frac{4kT}{2\pi} \int_0^\infty \left\{ [R_{об} + R_{ш. у} (1 + \omega_c^2 \tau_{св}^2) + G_{ш. у} \frac{R_{об}^2 \omega_c^2 \tau_{св}^2}{1 + \omega_c^2 \tau_{св}^2}] K^2(j\omega_c) \right\} d\omega_c. \quad (2-52)$$

Минимальный входной ток в случае измерения по методу падения напряжения на образцовом резисторе при отношении сигнала к шуму, равном единице, $\bar{I}_{вх. мин}^2 = \bar{U}_{ш. вых}^2 / R_{об}^2$. Коэффициент усиления K системы с точки зрения минимального шума должен быть равен [15]:

$$K = \frac{\tau_{дет} + \tau_{вх}}{\tau_R},$$

где τ_R — постоянная времени образцового резистора; $\tau_{вх} = R_{об} (C_R + C_{вх})$ — постоянная времени всего усилителя, определяемая в основном постоянной времени детектора $C_{дет} R_{дет}$.

Условие оптимального соотношения постоянных времени входных цепей и усилителя

$$\tau_{дет} + \tau_{вх} \geq \frac{\tau_{дет} \tau_{вх}}{\tau_R} \quad (2-53)$$

в большинстве случаев выполняется при $\tau_{\text{дет}} = \tau_R$, так как постоянная времени входной цепи $\tau_{\text{вх}}$ зависит от полного сопротивления источника сигнала.

Рассмотрим зависимость предельной чувствительности электрометра от типа применяемого динамического конденсатора и параметров входной цепи. Эквивалентное шумовое сопротивление $R_{\text{эк}}$, определяемое выражением (2-51), для типового динамического конденсатора при $f_{\text{в}} = 100$ Гц, $m = 0,1$, $C_0 = 40$ пФ, входного каскада с проводимостью $G_{\text{вх}} = 10^{-10}$ См и величиной эквивалентного шумового сопротивления первого каскада усилителя $R_{\text{ш}} = 1$ кОм будет составлять величину порядка 200 МОм. На рис. 2-29 кривая *в* показывает предельную чувствительность электрометра с динамическим конденсатором в зависимости от ширины полосы пропускания усилителя при использовании образцового резистора $R_{\text{об}} = 1$ ТОм.

Повышая рабочую частоту и увеличивая коэффициент модуляции, удастся резко снизить величину эквивалентного шумового сопротивления $R_{\text{ш. эк}}$. Так, например, при частоте $f_{\text{в}} = 6$ кГц, $m = 0,4$ и $C_0 = 40$ пФ эквивалентное шумовое сопротивление сни-

жается до величины 15 кОм. На более высоких частотах преобразования удается свести к минимальной величине шумы, определяемые источником шумового тока усилителя, путем закорачивания его входа малым сопротивлением согласующего трансформатора. Подобный эффект можно получить при включении в качестве утечки управляющего электрода (сетки лампы или затвора полевого транзистора) настроенного контура. Включение настроенного контура или трансформатора на входе усилителя целесообразно только при узкой полосе пропускания всей системы, так как наличие потерь в контуре приводит в широкополосных системах к увеличению эквивалентного шумового сопротивления $R_{\text{ш. эк}}$.

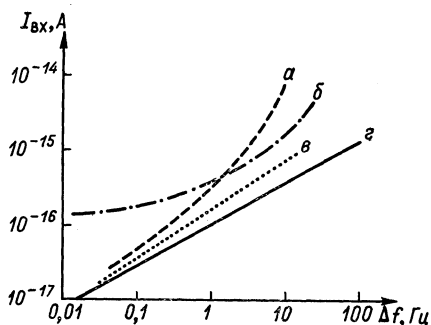


Рис. 2-29. Графики шумовых токов гальванометра: *а* — для электрометра с ДК, *б* — для электрометра без преобразования, *в* — для электрометра с ДК на частоте 5 кГц, *г* — тепловой шум $R_{\text{об}}$

2-7. Усилители с преобразователем на варикапах

На базе полупроводниковых управляемых емкостей (варикапов) можно создавать усилители слабых токов, обладающие высоким быстродействием и чувствительностью по току до 10^{-14} А. Главным преимуществом полупроводниковых управляемых емкостей по

сравнению с другими емкостными модуляторами является их высокая надежность и большое быстродействие, что позволяет применять их на более высоких частотах. В настоящее время в низкочастотных преобразователях применяют две разновидности варикапов: варикапы на основе барьерной емкости $p-n$ -перехода и поверхностные варикапы.

В барьерных варикапах используется контактная разность потенциалов между p и n областями, которая обусловлена разностью работ выхода электронов. Эта контактная разность потенциалов нарушает равновесие в объеме полупроводника и создает сдвиг разности работ выхода электронов из областей p и n . Электрическое поле $p-n$ -перехода отталкивает электроны в область n , а «дырки» в область p , образуя между областями тонкий запирающий слой, в котором отсутствуют носители электричества. Этот запирающий слой является своеобразным диэлектриком между зонами повышенной проводимости.

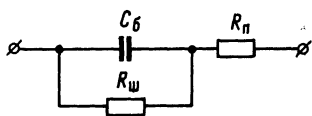


Рис. 2-30. Эквивалентная схема барьерного варикапа

Высота потенциального барьера между областями p и n возрастает при подаче на переход запирающего (обратного) напряжения и уменьшается при подаче на $p-n$ -переход прямого напряжения. Таким образом, за счет изменения внешнего напряжения можно изменять величину потенциального барьера между проводящими областями, а следовательно, и толщину диэлектрика, что в свою очередь ведет к изменению барьерной емкости. Барьерная емкость $p-n$ -перехода в зависимости от приложенного напряжения U_x изменяется по закону

$$C_б = kS (\varphi_{к.р} - U_x)^{1/2},$$

где k — постоянный коэффициент; S — площадь $p-n$ -перехода; $\varphi_{к.р}$ — контактная разность потенциалов $p-n$ -перехода; $1,8 \leq z \leq 3$ — постоянная, зависящая от типа полупроводника и концентрации примесей в нем.

Кроме барьерной емкости, в полупроводниковом $p-n$ -переходе имеется диффузионная емкость, образуемая инжекцией неосновных носителей в $p-n$ -области при протекании через переход прямого тока. Однако вследствие низкой добротности диффузионная емкость почти не используется в низкочастотных модуляционных системах.

Эквивалентная схема барьерной емкости приведена на рис. 2-30, где $C_б$ — барьерная емкость $p-n$ -перехода; $R_ш$ — сопротивление перехода и шунтирующих его утечек, обусловленных конструкцией варикапа; $R_п$ — сопротивление материала полупроводника, $p-n$ -области и омического контакта.

К основным параметрам, характеризующим варикапы, относятся: нелинейность или крутизна вольт-фарадной характеристики, добротность, сопротивление утечки $R_ш$ и температурные коэффи-

коэффициенты емкости C_0 и сопротивления $R_{ш}$. Коэффициент нелинейности

$$K_n = \frac{1}{C_0} \cdot \frac{dC}{dU}$$

во многом определяет свойства варикапа. В диапазоне изменения входных напряжений, ограниченных, с одной стороны, малым напряжением в проводящем направлении, а с другой стороны, допустимым обратным напряжением коэффициент нелинейности

$$K_n = \frac{1}{z(\varphi_{к.р} - U_x)}.$$

При малых управляющих напряжениях, когда отсутствует начальное смещение, коэффициент нелинейности $K_n = 1/\varphi_{к.р}z$. Варикапы со сверхрезкой обратной концентрацией примесей имеют величину коэффициента $0,5 \leq z \leq 1,0$, что позволяет при их использовании получать модуляторы с большим коэффициентом перекрытия по емкости, определяемым соотношением

$$K_{пр} = \frac{C_{макс}}{C_{мин}} \left(1 - \frac{U_{макс}}{\varphi_{к.р}}\right)^{1/2}.$$

В лучших образцах варикапов с обратной концентрацией примесей при изменении напряжения от 0,1 В до 10 В емкость изменялась от 220 пФ до 5 пФ, а коэффициент перекрытия $K_{пр} = 44$. Величина добротности в области низких частот $Q_{н.ч} = 2\pi f C_0 R_{ш}$. На высоких частотах $f \gg 1/2\pi C_0 R_{ш}$ сопротивлением $R_{ш}$ можно пренебречь и тогда добротность $Q_{в.ч} = 1/2\pi f C_0 R_{ш}$. При $R_{ш} > R_{п}$ на частоте

$$f_{макс} = \frac{1}{2\pi C_0} \sqrt{\frac{1}{R_{ш} R_{п}}}$$

добротность достигает максимального значения

$$Q_{макс} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{ш}}{R_{п}}}.$$

На рис. 2-31 приведены кривые добротности в зависимости от частоты и напряжения смещения для варикапов, изготовленных из кремния и арсенида галлия. Из графиков видно, что для варикапов из арсенида галлия оптимальная частота составляет 1 кГц, в то время как для кремниевых варикапов она достигает 1 МГц. Максимальная добротность получается при напряжении смещения около 2—3 В. Подавая на варикап небольшое запирающее напряжение, можно увеличить сопротивление утечки $R_{ш}$, зависимость которого от напряжения смещения для трех типов варикапов приведена на рис. 2-32.

Начальное смещение варикапа также влияет на температурный коэффициент барьерной емкости

$$\xi = \frac{1}{C_6} \cdot \frac{dC_6}{dT}.$$

Зависимость барьерной емкости от температуры определяется изменением диэлектрической проницаемости ϵ материала полупроводника и контактной разности потенциалов $\Phi_{к.р.}$. Температурный коэффициент диэлектрической проницаемости

$$\zeta = \frac{1}{\epsilon} \cdot \frac{d\epsilon}{dT}$$

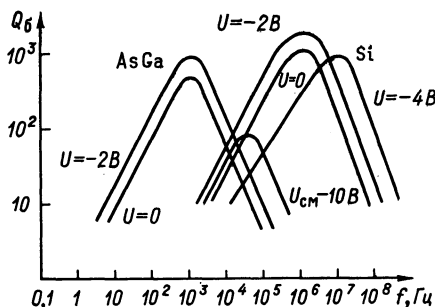


Рис. 2-31. Зависимость добротности варикапа от частоты

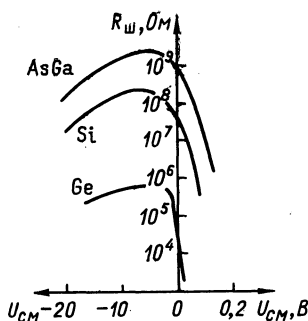


Рис. 2-32. Зависимость сопротивления утечки от напряжения смещения

слабо зависит от температуры и имеет порядок $(1,5 - 2) \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$, так что основной вклад вносит температурный коэффициент контактной разности потенциалов $p-n$ -перехода

$$\eta = \frac{1}{\Phi_{к.р.}} \cdot \frac{d\Phi_{к.р.}}{dT},$$

который имеет величину $(1,1 - 1,6) \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$.

С увеличением запирающего напряжения смещения влияние изменения коэффициента η становится меньше. На рис. 2-33 приведены зависимости коэффициента η от запирающего напряжения для двух типов варикапов.

Появление полупроводниковых структур типа металл—диэлектрик—полупроводник сделало возможным разработку и выпуск поверхностных варикапов. В таких варикапах используется емкость инверсионного слоя на поверхности полупроводника. Изменение емкости производится изменением напряженности электрического поля в диэлектрике, отделяющем металлический электрод от полупроводника. Структура поверхностного МДП варикапа по-

казана на рис. 2-34, *а*. Полупроводник 1 покрывают тонкой пленкой диэлектрика 2, чаще всего окисью кремния (SiO_2) или окисью титана (TiO_2), на поверхность которого затем наносят путем напыления металлический электрод 3. Внешнее напряжение, приложенное между электродами 3 и 4, приводит к изменению напряженности поля в диэлектрике 2, а следовательно, и к изменению емкости системы.

Эквивалентная схема поверхностного варикапа приведена на рис. 2-34, *б*. Характеристики поверхностных варикапов приведены в табл. 2-5.

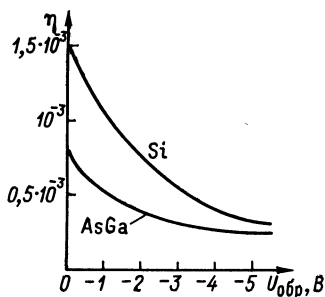


Рис. 2-33. Зависимость температурного коэффициента потенциального барьера от запирающего напряжения

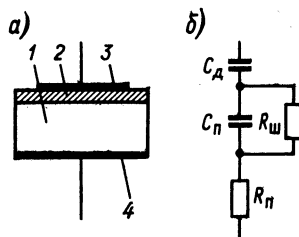


Рис. 2-34. Структура поверхностного варикапа (*а*) и его эквивалентная схема (*б*)

Емкость поверхностного варикапа имеет довольно сложную зависимость от приложенного напряжения. Коэффициент перекрытия $K_{\text{пер}} = C_{\text{макс}}/C_{\text{мин}}$ зависит от толщины диэлектрической пленки и степени легирования полупроводника. В лучших образцах таких варикапов достигнуто перекрытие $K_{\text{пер}} = 900$ [8].

Таблица 2-5

Основные характеристики варикапов

Характеристика	Поверхностный варикап	Барьерный варикап	
		Д901Б	Д814
Сопrotивление утечки при смещении 50 мВ, Ом	10^{14}	10^{11}	10^{10}
Емкость при нулевом смещении, пФ	100	35	500
Крутизна вольтфарадной характеристики, пФ/В	5	0,5	100
Шумы, мкВ	1	100	100
Температурный коэффициент емкости, $1/^\circ\text{C}$	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}

Добротность поверхностного варикапа ниже добротности барьерного варикапа, особенно на высоких частотах. В то же время более высокое сопротивление утечки делает его весьма перспективным в устройствах для измерения слабых зарядов. На рис. 2-35 приведены зависимости емкости и добротности поверхностного варикапа от напряжения смещения. Диапазон рабочих частот для большинства поверхностных варикапов лежит в пределах 10^3 — 10^6 Гц.

Температурный коэффициент поверхностных варикапов несколько больше, чем у барьерных, и имеет порядок $2 \cdot 10^{-3}$ $1/^\circ\text{C}$, вследствие чего их применение при колебаниях температуры в широких пределах ограничено.

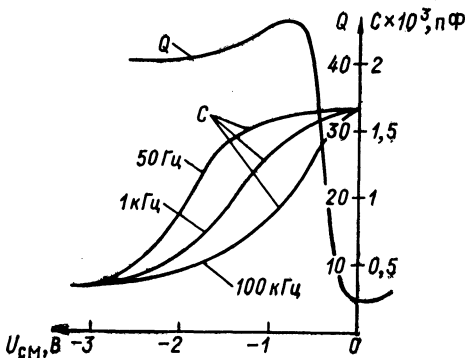


Рис. 2-35. Зависимости емкости и добротности варикапа от напряжения смещения

Применение в модуляционных системах фотоварикапов, барьерная емкость которых зависит от освещения [9], находит ограниченное применение при измерении малых токов и зарядов. Это обусловлено резким увеличением активной проводимости p — n -перехода при освещении, что приводит к значительному уменьшению сопротивления $R_{ш}$ и снижению входного сопротивления усилителя.

Усилители малых токов с варикапами делятся на усилители с модуляторами и усилители с управляемыми генераторами. Усилители с управляемыми генераторами имеют предельную чувствительность около 10^{-10} А и неререверсивны (т. е. нечувствительны к знаку входного сигнала). Сравнительно низкая предельная чувствительность этих усилителей обусловлена большим дрейфом нуля из-за эффекта паразитного детектирования. Это приводит к возникновению паразитной обратной связи, знак которой зависит от полярности входного сигнала. Усилители постоянного тока с управляемыми генераторами подробно рассмотрены в работе [24].

Для усиления токов меньше 10^{-10} А целесообразно применять усилители с модуляторами на варикапах. Принципиальная схема входной цепи усилителя с модулятором на варикапах приведена на рис. 2-36. Модулятор построен по схеме моста с индуктивно связанными плечами, в противоположные ветви которого включены варикапы Д1 и Д2. При отсутствии сигнала мост сбалансирован и переменное напряжение в диагонали a — b равно нулю.

Измеряемый ток создает падение напряжения на образцовом резисторе $R_{об}$, вызывая тем самым разбаланс моста путем увеличения емкости одного и уменьшения емкости другого варикапа. При-

менение в модуляторе двух варикапов позволяет не только повысить чувствительность, но также значительно поднять стабильность.

Коэффициент преобразования модулятора определяется параметрами моста и характером нагрузки. Переменное напряжение в диагонали моста при малых значениях разбаланса и равенстве плечевых отношений определяется выражением

$$U_{\text{вых}} \sim U_{\text{в}} \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C_0}.$$

При этом коэффициент преобразования модулятора пропорционален напряжению питания моста $U_{\text{в}}$ и крутизне $K_{\text{н}}$ вольт-фарадной характеристики

$$K_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \sim \frac{1}{2} K_{\text{н}} U_{\text{в}}.$$

Напряжение питания моста $U_{\text{в}}$ ограничено величиной $U_{\text{в}} \leq kT/e \approx 25\text{--}30$ мВ, так как при больших значениях переменного напряжения оно детектируется на нелинейности p — n -перехода, что приводит к дополнительному дрейфу нуля.

Режим работы модулятора может быть резонансным, при котором входной трансформатор настраивается в резонанс на частоте возбуждения. В резонансном модуляторе коэффициент преобразования хотя и увеличивается в Q раз, однако пороговое значение чувствительности при этом остается практически без изменения, так как влияние дестабилизирующих факторов также увеличивается в Q раз.

Конструктивно модулятор, состоящий из двух варикапов с одинаковыми характеристиками, входного трансформатора, цепей смещения и элементов связи, выполняется в виде отдельного блока, размещенного в кожухе из латуни или меди. Внутренние стенки блока модулятора оклеиваются теплоизолирующим материалом (пенопластом или поролоном) для создания внутри объема равномерной температуры. Для уравнивания температуры варикапов они укрепляются на массивной медной пластине.

Трансформатор $Tr1$ питания моста должен обеспечивать равенство напряжений в обеих половинах обмотки питания с высокой степенью точности и не иметь емкостных связей между обмотками питания и генератора. Последнее условие практически может быть выполнено только в трансформаторе с объемным витком, конструкция которого приведена на рис. 2-37. Трансформатор с объемным витком сочетает в себе минимальную емкостную связь между об-

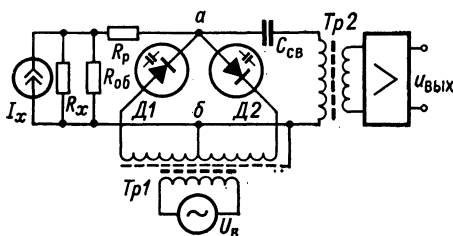


Рис. 2-36. Принципиальная схема модулятора на варикапах

мотками, минимальный коэффициент рассеяния и относительно равномерную частотную характеристику. Подробное описание и расчетные формулы для трансформатора с объемным витком приведены в работе [22]. Особенность конструкции трансформатора заключается в том, что первичная и вторичная обмотки 2 и 3 выполнены в виде отдельных тороидальных катушек, заключенных в объемные витки из материала с малым удельным сопротивлением.

Между объемными полостями первичной и вторичной обмоток имеется электростатический экран 5 с зазором 4 порядка 0,2—0,3 мм по отношению к центральному болту 1. Тороидальные сердечники с намотанными обмотками укрепляют в полостях на

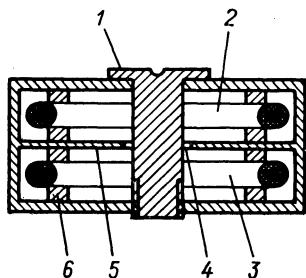


Рис. 2-37. Конструкция трансформатора с объемным витком

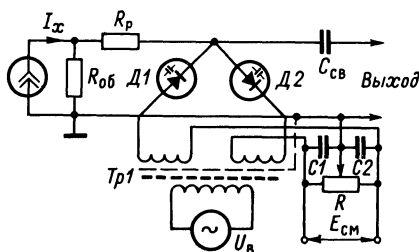


Рис. 2-38. Схема модулятора на варикапах с цепями смещения

изоляционных прокладках, выполненных в виде отдельных брусочков 6 из материала с малым значением диэлектрической проницаемости (например, из фторопласта или полистирола).

Для уменьшения потока рассеяния корпус трансформатора делают из материала с высокой электропроводностью. Практически это достигается серебрением латунного или медного кожуха. При работе трансформатора на частотах до 1 МГц для снижения потерь обмотки выполняют из многожильного провода типа ЛЭШО.

Для увеличения входного сопротивления модулятора и снижения детектирующего эффекта на варикапы иногда подают высокостабильное напряжение смещения величиной 0,1—1 В. Один из возможных вариантов схемы модулятора с применением напряжения смещения приведен на рис. 2-38. На этой схеме смещающее напряжение подается на варикап через входной резистор $R_{об}$. Для исключения влияния дрейфа нуля при переключении диапазона входных резисторов необходимо выполнять условие $R_{ш} \gg R_{об}$.

Дрейф источника напряжения смещения не должен превышать 1 мкВ в час, что может быть обеспечено применением стабилитронов типа Д818Е. При значениях напряжения смещения 0,1—0,5 В нестабильность источника должна составлять не менее 0,001%. Кроме того, источник напряжения смещения должен иметь малую емкость по отношению к другим цепям усилителя, т. е. требования

к нему в отношении паразитных емкостей аналогичны требованиям, предъявляемым к трансформатору питания модулятора. Для выполнения этого требования источник напряжения смещения питают от высокочастотного генератора системы возбуждения.

Конструктивно источники смещения выполняют в виде отдельного блока, полностью изолированного от других источников питания. Наилучшие результаты достигаются при использовании следующей схемы: усилитель сигнала возбуждения — трансформатор с объемным витком — двухкаскадный параметрический стабилизатор на стабилитронах типа Д818Е.

Дрейф усилителей с модуляторами на варикапах в основном вызывается температурными и временными изменениями сопротивления утечки, емкости и крутизны вольт-фарадной характеристики. При усилении относительно больших сигналов (50—100 мВ) и отсутствии напряжения смещения может возникнуть дополнительный дрейф, вызванный эффектом детектирования сигнала.

Хотя дрейф, обусловленный температурными изменениями емкости варикапов относительно велик (0,5—2 мВ/°С), в мостовой схеме модулятора при подборе пары варикапов с идентичными характеристиками удастся снизить его до 0,5—2 мкВ/°С. При этом дрейф в основном определяется температурной зависимостью сопротивления утечки варикапа $R_{ш}$.

Паразитный ток $I_{п}$ ограничивает пороговую чувствительность усилителя и зависит от разности сопротивлений утечек $R_{ш1}$ и $R_{ш2}$: $I_{п} = \varphi_{к.р} / (R_{ш1} - R_{ш2})$. Однако температурный дрейф, обусловленный изменением этих сопротивлений, создает на выходе напряжение, сдвинутое относительно напряжения полезного сигнала по фазе на угол, близкий к 90°, что позволяет в синхронном детекторе почти полностью от него избавиться.

При наличии напряжения смещения появляется дополнительная составляющая дрейфа, вызванная перераспределением напряжений на сопротивлениях утечки варикапов. В работе [26] показано, что величина дрейфа при наличии напряжения смещения зависит от величины сопротивления источника сигнала и образцового сопротивления

$$\Delta U_{R_{о6}} = \frac{R_{о6} E_{см} (\Delta R_{ш1} - \Delta R_{ш2})}{2 R_{ш. ср}^2},$$

где

$$R_{ш. ср} = (R_{ш1} + R_{ш2})/2.$$

Для барьерных варикапов величина дрейфа, обусловленного изменением сопротивлений $R_{ш1}$ и $R_{ш2}$, лежит в пределах (0,1—1) мВ/°С. При использовании образцовых резисторов с сопротивлением 0,1—10 ГОм для измерения тока источников с большим внутренним сопротивлением применение напряжения смещения приводит к ухудшению метрологических характеристик усилителей.

Предельная чувствительность усилителя постоянного тока с модулятором на варикапах определяется характеристиками варикапов и схемой усилителя. Получение предельной чувствительности до 10 фА в модуляторах на варикапах возможно только при использовании поверхностных варикапов в интегральном исполнении. Модуляторы на барьерных варикапах позволяют получить предельную чувствительность по току не более 100 фА и то при условии тщательного подбора пары по основным параметрам.

Лучшие метрологические характеристики модулятора можно получить, применяя схему на четырех варикапах [27], один из вариантов которой приведен на рис. 2-39. Эта схема имеет почти

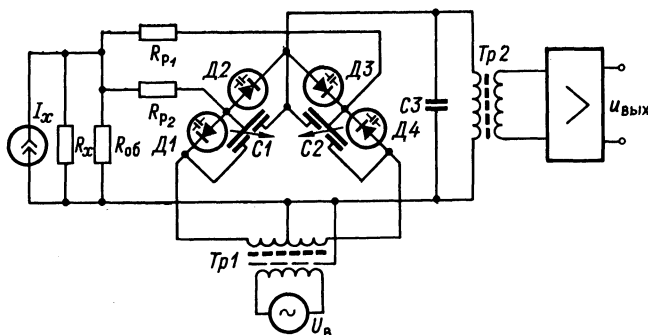


Рис. 2-39. Схема модулятора на четырех варикапах

вдвое больший коэффициент преобразования и значительно ослабляет температурный дрейф и эффект детектирования.

Для ослабления дрейфа и уменьшения влияния эффекта детектирования варикапы необходимо подбирать по сопротивлениям утечки и крутизне вольт-фарадной характеристики. Разброс начальных емкостей C_0 можно устранить симметрированием при помощи дифференциальных конденсаторов $C1—C2$. Использование в качестве нагрузки настроенного в резонанс на частоте преобразования трансформатора связи $Tr2$ позволяет повысить стабильность и снизить пороговую чувствительность усилителя.

Величины резисторов R_{p1} и R_{p2} выбираются по минимальному значению, определяемому выражением

$$R_p = \frac{3 + 5}{\omega_B C_0}.$$

К специфическим особенностям усилителей с модуляторами на варикапах относится требование стабилизации температуры внутри объема модулятора. Для обеспечения дрейфа нулевого уровня не более 1 пА/ч модулятор необходимо помещать в термостат или криостат с точностью поддержания рабочей температуры не менее $\pm 0,2^\circ \text{C}$.

2-8. Магнитные усилители малых постоянных токов

При измерении токов от 10^{-6} до 10^{-10} А целесообразно использовать магнитные усилители или магнитные модуляторы, при помощи которых измеряемый постоянный ток преобразуется в переменное напряжение, усиливаемое в дальнейшем обычными усилителями.

Преимущество магнитных модуляторов перед другими преобразователями малых постоянных токов заключается в их низком входном сопротивлении, которое определяется в основном актив-

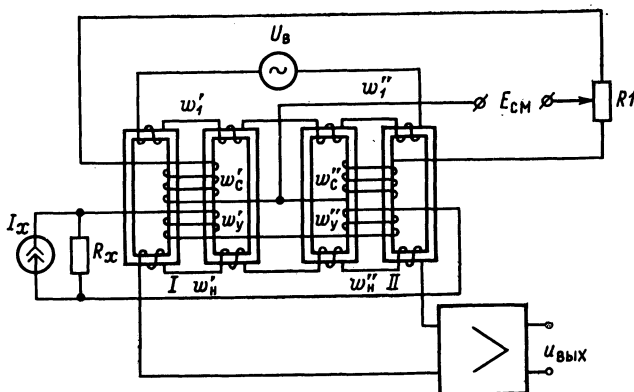


Рис. 2-40. Трансформаторная схема магнитного модулятора

ным сопротивлением управляющей обмотки. Использование магнитных усилителей для усиления постоянных токов рассмотрено в работах [22, 27].

В магнитных модуляторах используются в основном реверсивные магнитные усилители, полярность выходного напряжения которых зависит от полярности управляющего сигнала. Наиболее широкое распространение получили схемы модуляторов с выходом на второй гармонике основной частоты, схемы модуляторов с поперечным (ортогональным) полем и импульсные магнитные модуляторы.

В диапазоне токов от 1 мА до 0,1 мкА используются магнитные усилители, работающие на основной частоте, такие, как мостовые дифференциальные и трансформаторные схемы. Из схем, работающих на основной частоте, известным преимуществом обладает трансформаторная, которая является модификацией дифференциальной схемы (рис. 2-40). Схема состоит из двух нереверсивных усилителей I и II, включенных встречно. Нагрузка в виде усилителя переменного напряжения подключена к встречно включенным вторичным обмоткам w''_1 и w''_2 . Обмотка смещения, на которую подается

дополнительное напряжение, сдвигает рабочие точки каждого из усилителей *I* и *II* на середину линейного участка. Потенциометр предназначен для уравнивания характеристик магнитных усилителей. Обмотки смещения и управления наматывают таким образом, чтобы при подаче входного сигнала магнитные потоки в усилителе *I* складывались, а в усилителе *II* вычитались, что обеспечивает реверсивность усилителя в целом.

Первичные обмотки ω'_1 и ω''_1 , на которые подается напряжение от генератора возбуждения $U_{в}$, включены последовательно. При отсутствии входного сигнала сердечники обоих усилителей подмагничены током смещения в одинаковой степени и при равенстве числа витков обмоток ω'_1 и ω''_1 напряжение возбуждения делится поровну между двумя усилителями. Вследствие равенства витков обмоток ω'_1 и ω''_1 и их встречного включения напряжение на выходе при отсутствии входного сигнала равно нулю.

Трансформаторная схема позволяет осуществить простое согласование выходного напряжения, подаваемого дальше на усилитель или на детектор, вне зависимости от напряжения источника возбуждения. Выходное напряжение трансформаторной схемы

$$U_{\text{вых}} = 8,88 \cdot 10^{-4} \omega_n S (B_1 - B_2) f,$$

где B_1 и B_2 — индукции усилителей *I* и *II*; f — частота возбуждения; ω_n — число витков выходной обмотки; S — площадь сечения сердечника.

В начальный момент индукции усилителей одинаковы $B_1 = B_2 = B_0$, следовательно, выходное напряжение равно нулю. При прохождении измеряемого тока по обмотке управления возникают напряженности H_{y1} и H_{y2} , которые складываются с напряженностью от обмотки смещения $H_{см}$ в одном усилителе и вычитаются в другом усилителе, что приводит к соответствующему изменению индукций усилителей. Представив крутизну кривой намагничивания в виде $S_n = \partial B / \partial H$, получим

$$U_{\text{вых}} = 17,8 f \omega_n S_n H_y,$$

где $H_y = I_{вх} \omega_y / l$ — напряженность поля обмотки управления; $I_{вх}$ — измеряемый ток; ω_n — число витков обмотки управления; l — средняя длина магнитной силовой линии сердечника.

В трансформаторных модуляторах применяют как Ш-образные, так и тороидальные сердечники. Стабильность нулевого уровня с тороидальным сердечником намного выше, чем с Ш-образным, вследствие наличия в последних воздушных зазоров, равенство которых в отдельных усилителях выполнить довольно трудно.

Последующее усиление целесообразно осуществлять узкополосными усилителями, так как в режиме отсутствия входного тока на выходе всегда присутствует помеха в виде напряжения высших гармонических составляющих. Предельная чувствительность трансформаторного модулятора ограничена дрейфом нулевого уровня

из-за неодинаковых температурных зависимостей обоих усилителей и имеет значение 0,1—1 мкА.

Принцип работы магнитных модуляторов с выходом на второй гармонике основной частоты сигнала управления основан на том, что измеряемый ток, протекая через обмотку управления, вызывает искажение кривой намагничивания, что приводит к возникновению в выходной обмотке четных гармонических составляющих. Графически принцип действия такого модулятора поясняется рис. 2-41.

При использовании ферромагнитного материала с петлей гистерезиса, показанной на рис. 2-41, *а*, и отсутствии сигнала на управляющей обмотке форма кривой изменения индукции от напря-

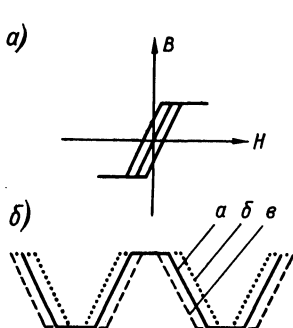


Рис. 2-41. Графики индукции в сердечнике магнитного модулятора

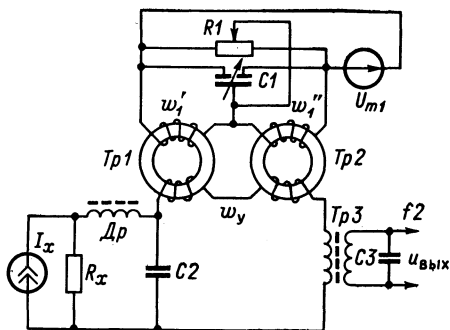


Рис. 2-42. Схема модулятора с выходом на второй гармонике

жения возбуждения имеет вид кривой *а* на рис. 2-41, *б*. При наличии измеряемого тока в управляющей обмотке происходит искажение формы магнитного потока, а следовательно, изменение индукции сердечника (кривые *б* и *в*). В зависимости от полярности управляющего тока изменяется фаза напряжения второй гармонике, что обеспечивает реверсивность выходного сигнала.

Наиболее распространенная схема модулятора с выходом на второй гармонике приведена на рис. 2-42. Модулятор состоит из двух сердечников с обмотками возбуждения w'_1 и w'_2 , общей обмотки управления w_y , симметрирующих элементов $C1$ и $R1$ и дополнительного согласующего трансформатора $Tp3$, настроенного на вторую гармонику частоты управления. Дроссель Dr и конденсатор $C2$ образуют фильтр, не пропускающий переменный ток в источник сигнала. С помощью сопротивления $R1$ и конденсатора $C1$ осуществляют симметрирование обмоток w'_1 и w'_2 путем снижения напряжения разбаланса до минимального уровня.

Главным преимуществом модулятора с выходом на второй гармонике по сравнению с модулятором с выходом на основной частоте сигнала управления является его более высокая стабильность, об-

условленная тем, что изменение напряжения возбуждения и различие в характеристиках сердечников отдельных трансформаторов не приводят к появлению сигнала с удвоенной частотой на выходе, а следовательно, не вызывают дрейфа нулевого уровня.

Недостатком такого модулятора при измерении малых токов до 0,1 пА является необходимость применения сложных схем для подавления четных гармоник в системе генератора возбуждения, обеспечивая уровень второй гармоники не более 0,0005%. Выходное напряжение второй гармоники в зависимости от величины измеряемого тока в общем случае определяется выражением

$$U_{m2} = kfU_B \frac{\partial B}{\partial t} \cdot \frac{I_x}{R},$$

где k — числовой коэффициент, включающий все постоянные и зависящий от материала и размеров сердечника; $\partial B/\partial t$ — крутизна,

характеризующая степень искажения формы кривой намагничивания; U_B — напряжение на обмотке возбуждения; I_x — измеряемый ток; R — сопротивление потерь, состоящее из активного сопротивления обмотки управления и сопротивления потерь сердечника.

Оптимальными рабочими частотами в модуляторах с выходом на второй гармонике при использовании ферритовых сердечников являются частоты в диапазоне от 1 до 5 кГц. При оптимальной конструкции такие модуляторы пригодны для измерения токов до 0,1 пА.

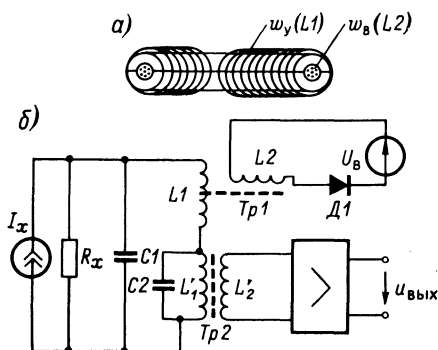


Рис. 2-43. Конструкция модулятора с поперечным полем (а) и схема его включения (б)

Модуляторы с ортогональными магнитными полями бывают двух видов: с постоянным полем смещения и без постоянного поля смещения. В таких модуляторах поля катушки возбуждения и управления взаимно пересекаются. Для этого в тороидальном сердечнике, предварительно распилив его на две половинки, вырезают внутренний паз, в который закладывают обмотку возбуждения, создающую поперечное магнитное поле. Затем обе половинки сердечника тщательно шлифуют с целью уменьшения потерь и снижения неоднородностей по объему сердечника. После шлифовки укладывают во внутренний паз обмотку возбуждения, обе половинки сердечника накладывают друг на друга и только после этого сверху осуществляют равномерную намотку обмотки управления по всей длине сердечника.

Типичная схема модулятора с ортогональными магнитными полями и его конструкция показаны на рис. 2-43. Напряжение возбуждения с помощью диода $Д1$ создает в обмотке импульсы тока, которые приводят сердечник в насыщенное состояние. При насыщении сердечника его магнитная проницаемость падает, что приводит к уменьшению индуктивности обмотки управления. В результате этого ток в цепи управления, состоящей из катушки управления и первичной обмотки входного трансформатора, начинает пульсировать с частотой напряжения возбуждения.

При расчетах можно полагать, что модуляция индуктивности осуществляется первой гармоникой напряжения возбуждения. При этом индуктивность $L1$ трансформатора $Tr1$ изменяется по закону

$$L_1 = L_0 (1 + m \cos \omega_b t),$$

где L_0 — среднее значение индуктивности; m — коэффициент модуляции; ω_b — частота возбуждения.

При измерении постоянного тока падение напряжения на индуктивности обмотки управления

$$U_{\sim} = I_x m \omega_b L_0 \cos \omega_b t.$$

Так как входной согласующий трансформатор $Tr2$ обычно настраивается в резонанс, то его сопротивление на частоте управления является чисто активным. Коэффициент преобразования $K_{пр}$ такого модулятора на резонансной частоте равен отношению переменного напряжения $U_{m\sim}$ на первичной обмотке трансформатора $Tr2$ к измеряемому току I_x

$$K_{пр} = \frac{L'_1}{L'_1 + C_2 r_1 L_0 m \omega_b \cos \omega_b t},$$

где L'_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора $Tr2$; C_2 — емкость контура.

Емкость $C1$ шунтирует источник сигнала и на частоте управления должна иметь реактивное сопротивление не больше 1—5 Ом. Согласующий трансформатор $Tr2$ обычно делают повышающим с коэффициентом трансформации не менее 1 : 100.

При измерении медленно меняющихся токов с частотой ω_y выходное напряжение становится амплитудно-модулированным и имеет вид

$$U_{вых} \sim = \frac{d(Li)}{dt} = \frac{d}{dt} [L_0 (1 + m \cos \omega_b t) I_x \cos \omega_y t],$$

где $I_x \cos \omega_y t$ — входной ток.

Предельная чувствительность по току модуляторов с ортогональными полями имеет величину 0,1—10 нА и ограничена в основном магнитными шумами (шумами Баркгаузена), температурными изменениями характеристик сердечника и его неоднородностью. Неоднородность сердечника играет в модуляторах с попе-

речным полем особенно большое значение, так как нарушает ортогональность полей обмоток и приводит к появлению в управляющей обмотке паразитного сигнала с частотой напряжения управления. При этом нестабильность напряжения управления создает дрейф нулевого уровня.

Магнитные модуляторы с ортогональными полями при наличии поля смещения имеют более высокую чувствительность, обусловленную снижением шумов гистерезиса. В работе [22] показано, что магнитный модулятор с ортогональными магнитными полями при наличии постоянного поля смещения, совпадающего по направлению с переменным полем обмотки возбуждения, имеет лучшую линейность характеристики.

Постоянное магнитное поле H_0 приводит сердечник в состояние насыщения и магнитная проницаемость ферритового сердечника делается равной

$$\mu_n = 1 + \frac{J}{\mu_0 H},$$

где J — намагниченность сердечника.

При небольшой глубине модуляции намагниченность сердечника изменяется по закону

$$J_{\sim} = J_0 \frac{H_y}{H_0} \left(1 + \frac{H_{B\sim}}{H_0} \right),$$

где H_0 — напряженность постоянного магнитного поля; $H_{B\sim}$ — напряженность переменного магнитного поля на частоте управления; H_y — напряженность магнитного поля от измеряемого тока.

Оптимальная рабочая частота управления с точки зрения минимального уровня шума для модуляторов с ортогональными магнитными полями лежит в пределах от 10 кГц до 1 МГц и определяется типом сердечника и его конфигурацией. Использование тонких магнитных пленок из пермаллоя толщиной около 2 мкм позволяет построить модулятор с более высокой чувствительностью, чем модулятор на тороидальных ферритовых сердечниках, вследствие снижения магнитных шумов. В работе [22] описан модулятор на тонкой магнитной пленке с ортогональными полями, работающий на частоте модуляции 100 кГц. В модуляторах на тонких магнитных пленках возможно увеличение частоты модуляции до 10 МГц.

В настоящее время разработаны импульсные магнитные модуляторы, в которых сердечник импульсного трансформатора переводится в область глубокого насыщения. При этом подводимое к модулятору синусоидальное напряжение управления преобразуется в остроконечные импульсы тока, величина которых является мерой измеряемого тока I_x , подводимого к отдельной обмотке импульсного трансформатора. Чувствительность импульсных модуляторов лежит в пределах 1—10 нА.

В табл. 2-6 приведены основные характеристики чувствительности магнитных модуляторов, применяемых при измерении малых постоянных токов.

Таблица 2-6

Основные характеристики чувствительности магнитных модуляторов

Тип магнитного модулятора	Порог чувствительности	
	Вт	А
Трансформаторная схема на основной частоте	10^{-14}	10^{-7}
Модулятор на второй гармонике . . .	10^{-17}	10^{-10}
» с ортогональными полями:		
а) без поля смещения	10^{-17}	10^{-10}
б) с полем смещения	10^{-18}	10^{-11}
Импульсный модулятор	10^{-16}	10^{-9}

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ГАЛЬВАНОМЕТРЫ

3-1. Принципы построения цифровых электронных гальванометров

Развитие цифровой измерительной техники обусловило создание цифровых электронных гальванометров, в которых отсчет измеряемого тока производится при помощи цифрового индикатора. Основными преимуществами цифровых электронных гальванометров являются: высокая точность измерения; устранение ошибок, связанных с отсчетом измеряемого тока; высокое быстродействие; простота сочетания с цифровыми вычислительными машинами и цифропечатающими устройствами.

Так же как и гальванометры со стрелочными индикаторами, цифровые гальванометры по методу измерения можно разделить на три группы: а) гальванометры непосредственного измерения; б) гальванометры сравнения и в) комбинированные гальванометры. Характерным отличием цифровых гальванометров сравнения от гальванометров непосредственного измерения является наличие в них регулируемого источника образцового тока (являющегося многозначной мерой тока), с которым производится сравнение измеряемого тока. В гальванометрах непосредственного измерения такой источник тока отсутствует, однако для периодической калибровки в них иногда встраивается нерегулируемый источник образцового тока (являющийся однозначной мерой тока), который по-

звolyет уменьшить значение систематической погрешности измерения.

Приборы каждой из этих групп могут измерять мгновенное или среднее значение тока. Гальванометры, измеряющие среднее значение тока, называются интегрирующими. Такие гальванометры позволяют снизить влияние импульсных и периодических помех и повысить чувствительность путем увеличения времени усреднения.

По методу преобразования измеряемого тока в цифровой эквивалент цифровые гальванометры можно разделить на приборы с частотным, временным и уравнивающим преобразованием. В цифровых гальванометрах непосредственной оценки используются частотное и временное преобразования, а в гальванометрах сравнения — временное и уравнивающее преобразования.

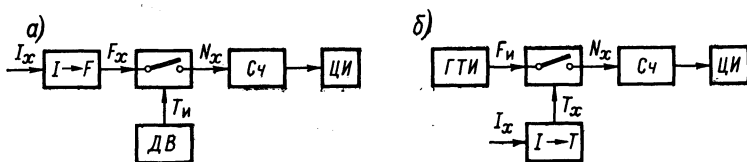


Рис. 3-1. Структурные схемы цифровых гальванометров с частотным (а) и временным (б) преобразованием

В приборах с частотно-импульсным преобразованием (рис. 3-1, а) измеряемый ток I_x вначале преобразуется в последовательность импульсов, частота следования которых F_x пропорциональна величине тока. Затем при помощи счетчика $Cч$ определяется количество импульсов N_x за некоторый определенный промежуток времени T_n , который устанавливается датчиком времени ДВ. Результат измерения указывается цифровым индикатором ЦИ. Таким образом, цифровые гальванометры с частотным преобразованием являются интегрирующими и позволяют измерять среднее значение тока

$$\bar{I}_x = kN_x = kF_x T_n. \quad (3-1)$$

В цифровых гальванометрах с время-импульсным преобразованием (рис. 3-1, б) измеряемый ток I_x вначале преобразуется в пропорциональный ему интервал времени T_x , который затем измеряется путем счета импульсов тактовой частоты F_n от специального высокостабильного генератора ГТИ. Приборы с время-импульсным преобразованием могут измерять или мгновенное, или среднее значение тока, в зависимости от того, какому значению тока пропорционален интервал времени T_x :

$$I_x = k_1 N_x = k_1 F_n T_x.$$

Приборы уравнивающего преобразования по существу являются автоматическими компенсаторами тока с цифровым отсчетом. В зависимости от способа уравнивания они делятся на

приборы поразрядного и разvertyвающего уравнивания. В приборах поразрядного уравнивания (рис. 3-2, а) компенсация измеряемого тока I_x производится в компараторе тока $КТ$ при помощи регулируемого источника образцового тока $ИОТ$ и цифро-аналогового преобразователя $ЦАП$ методом последовательного приближения регулируемого образцового тока I_o к измеряемому току I_x . При полном уравнивании $I_x = I_o$. После дешифратора $Дш$ результат измерения указывается цифровым индикатором $ЦИ$.

В приборах разvertyвающего уравнивания (рис. 3-2, б) ток образцового источника $ИОТ$ $k\Delta I_o$ последовательно изменяется, проходя все значения от минимального ΔI_o до максимального $N\Delta I_o$. Число ступеней k образцового источника тока, необходимое для

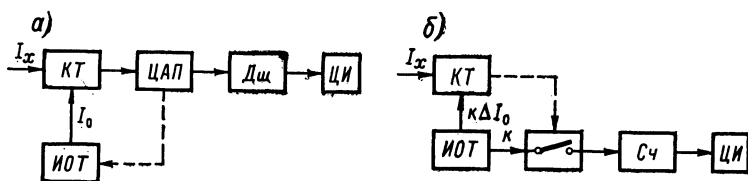


Рис. 3-2. Структурные схемы цифровых гальванометров поразрядного (а) и разvertyвающего (б) уравнивания

уравнивания измеряемого тока I_x , определяется счетчиком $Сч$. При стабильном значении каждой ступени ΔI_o показания счетчика пропорциональны измеряемому току I_x .

Основные затруднения при создании цифровых гальванометров уравнивающего преобразования заключаются в разработке высокоточного и стабильного регулируемого источника образцового тока.

В комбинированных гальванометрах могут сочетаться методы уравнивающего и частотного или временного преобразования. К числу таких приборов относится интегрирующий компенсатор тока, в котором при помощи компенсатора измеряется значение старших разрядов тока I_x . Младшие же разряды измеряемого тока преобразуются частотным или временным преобразователями и измеряются непосредственно. При таком способе измерения число ступеней регулируемого источника образцового тока может быть сравнительно небольшим (до 100).

В интерполяционных гальванометрах также используется сочетание частотного и уравнивающего преобразований. В первом такте измеряемый ток преобразуется в частоту импульсов, которые в течение времени T_x подсчитываются счетчиком. Во втором такте заряд, оставшийся на накопительном конденсаторе, измеряется методом уравнивания. Основным достоинством таких приборов является повышенное быстродействие.

3-2. Цифровые гальванометры с частотным преобразованием

В цифровых гальванометрах с частотным преобразованием используют емкостные интеграторы тока с автоматическим сбросом или компенсацией накопленного в емкости заряда и управляемые током или напряжением генераторы. Для повышения чувствительности применяют предварительные усилители тока или напряжения.

На рис. 3-3 показана упрощенная схема интегрирующего цифрового гальванометра с частотно-импульсным преобразованием.

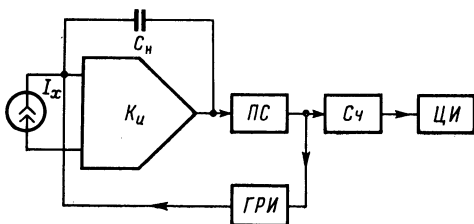


Рис. 3-3. Упрощенная схема цифрового гальванометра с частотным преобразованием

Интегрирование входного тока I_x осуществляется путем заряда конденсатора C_n , включенного или на входе или в цепи обратной связи операционного усилителя с коэффициентом усиления K_u . При этом ток I_x заряжает накопительный конденсатор C_n до некоторого напряжения E , определяемого пороговой схемой ПС.

При большом коэффициенте усиления ($K_u \gg 1$) выходное напряжение интегратора

$$u_c = \frac{1}{C_n} \int_0^t i_x(t) dt + U_{c0} = \frac{\bar{I}_x}{C_n} t + U_{c0}, \quad (3-2)$$

где $0 < t \leq t_3$ — время заряда конденсатора C_n ; U_{c0} — начальное напряжение на конденсаторе C_n ; \bar{I}_x — среднее значение тока $i_x(t)$ на интервале времени t .

При $t = t_3$ напряжение на конденсаторе достигает уровня E срабатывания пороговой схемы ПС:

$$E = \frac{\bar{I}_x}{C_n} t_3 + U_{c0}.$$

В результате срабатывания пороговой схемы импульсный генератор ГРИ вырабатывает разрядный импульс тока определенной величины I_p и длительности t_p , снимающий заряд с накопительного конденсатора. В конце цикла разряда напряжение на конденсаторе достигает значения

$$U_{c0} = E - \frac{1}{C_n} \int_{t_3}^{t_3+t_p} (i_x - I_p) dt = E - \frac{\bar{I}_x - I_p}{C_n} t_p. \quad (3-3)$$

Интервал времени t_3 , определяющий продолжительность заряда конденсатора C_n до уровня срабатывания пороговой схемы, в со-

ответствии с (3-3) можно записать следующим образом:

$$t_3 = C_n \frac{E - U_{c0}}{I_x} = t_p \frac{I_p - \bar{I}_x}{I_x}.$$

Частота выходных импульсов преобразователя пропорциональна величине заряда $q_p = I_p t_p$, вносимого разрядным импульсом

$$F = \frac{\bar{I}_x}{q_p}. \quad (3-4)$$

Счетчик C_n определяет число N разрядных импульсов за время интегрирования T_n , пропорциональное полному заряду, вносимому входным током

$$Q = q_p N = \bar{I}_x T_n.$$

Выражение (3-4) позволяет определить максимальное значение измеряемого тока. Так как максимальное остаточное напряжение на конденсаторе не может превышать $U_{c0} = E$, то из выражения (3-3) следует, что $I_{x \text{ макс}} = I_p$. Очевидно, что для расширения пределов преобразуемых токов при заданном значении заряда разрядных импульсов q_p необходимо уменьшать их длительность. При этом максимальной выходной частоте преобразователя соответствует минимальное время заряда $t_3 \approx 0$, откуда $F_{\text{макс}} = 1/t_p$.

Поскольку определяемое счетчиком значение N является целым числом, то погрешность измерения совпадает с погрешностью формирования разрядного импульса $\delta_n = \delta_q$, а разрешающая способность равна величине заряда разрядного импульса $q_p = Q/N = \bar{I}_x / F$.

Абсолютное значение заряда разрядного импульса определяет также коэффициент преобразования $K_n = N/I_x = T_n/q_p$, который увеличивается с ростом времени интегрирования T_n .

Особое достоинство такого метода преобразования тока состоит в том, что при разряде накопительного конденсатора C_n вход интегратора не блокируется и условия протекания измеряемого тока не изменяются.

В том случае, если измеряемый ток может изменять свою полярность, преобразователь должен содержать два генератора разрядных импульсов, которые генерируют одинаковые разрядные импульсы разной полярности в зависимости от полярности выходного напряжения интегратора. При этом пороговая схема делается знакочувствительной. На рис. 3-4 приведена развернутая блок-схема двухполярного преобразователя. Измеряемый ток I_x поступает на инвертирующий вход интегрирующего усилителя K_n . Выходное напряжение интегратора подводится к пороговой схеме ПС или непосредственно (при отрицательной полярности входного тока), или через инвертор (при положительной полярности входного тока). Переключение генераторов разрядных импульсов ГРИ1 и ГРИ2 производится автоматически в зависимости от полярности входного тока при помощи ключевых схем И1 и И2.

При отрицательной полярности входного тока ($I_x < 0$) запуск генератора положительных разрядных импульсов ГРИ1 происходит через ключ И1, а ключ И2 при этом закрыт. Одновременно с этим срабатывает индикатор полярности ИП1, включающий сигнальную лампу Л⁻. Подобным же образом работает схема и при положительном значении входного тока ($I_x > 0$).

Когда выходное напряжение интегратора достигает уровня E срабатывания пороговой схемы ПС, производится запуск триггера

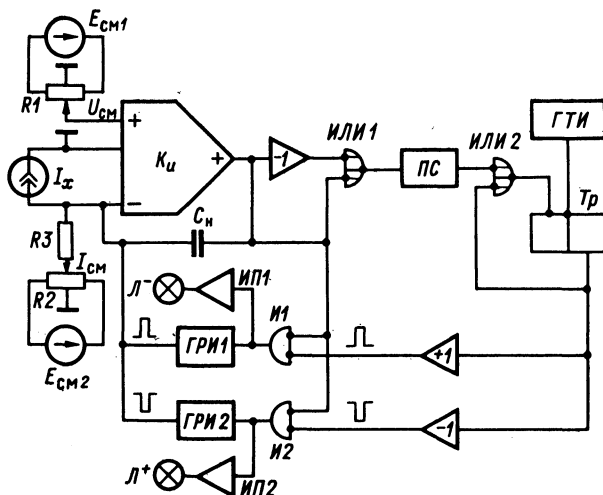


Рис. 3-4. Блок-схема цифрового гальванометра с частотным преобразованием

T_p , возбуждаемого внешним генератором ГТИ частоты f_p . С выхода триггера снимаются импульсы постоянной длительности $t_p = 1/f_p$, которые используются для управления обоими генераторами разрядных импульсов. Выходной сигнал триггера T_p запирает также ключ ИЛИ2, что обеспечивает прерывание связи между пороговой схемой ПС и триггером T_p , не допуская его возврата в исходное положение раньше окончания интервала t_p .

Регулировка начального уровня производится отдельно для напряжения и тока смещения при помощи потенциометров $R1$ и $R2$. Для компенсации начального напряжения смещения на неинвертирующий вход операционного усилителя подается напряжение $U_{см}$, компенсирующее напряжение смещения при короткозамкнутом входе интегратора. Для компенсации начального тока смещения ко входу интегратора подводится ток $I_{см}$, компенсирующий ток смещения при разомкнутом входе интегратора. Чтобы ускорить установку нулевого уровня, вместо накопительного конденсатора C_n можно подключить конденсатор меньшей емкости и уменьшить

заряд, переносимый разрядными импульсами, посредством увеличения частоты f_p генератора ГТИ.

Быстродействие преобразователя тока в частоту импульсов определяется максимальной скоростью нарастания выходного напряжения интегрирующего усилителя и временем срабатывания пороговой схемы. Скорость нарастания выходного напряжения интегратора зависит от величины накопительной емкости C_H , так как

$$\frac{du_c}{dt} \geq \frac{I_{x \text{ макс}}}{C_H} = \frac{(dq/dt)_{\text{макс}}}{C_H}.$$

При минимальном значении емкости $C_H = 50$ пФ и максимальном токе $I_{x \text{ макс}} = 100$ мкА скорость нарастания выходного напряжения составляет 2 В/мкс. При этом разрядный импульс должен иметь величину $I_p \geq I_{x \text{ макс}} = 100$ мкА. Длительность разрядного импульса определяется максимальной частотой выходных импульсов $t_p = 1/F_{\text{макс}}$, которая зависит от полосы пропускания интегрирующего усилителя.

Линейность преобразования тока в частоту зависит от внутренней проводимости источника тока g_x , емкости накопительного конденсатора C_H , входного сопротивления $R1$, коэффициента усиления K_H и полосы пропускания усилителя. В предыдущем рассмотрении усилитель считался идеальным, имеющим бесконечно большое входное сопротивление и высокий коэффициент усиления. В связи с тем, что реальный усилитель имеет конечное входное сопротивление ($R_1 = 0,1 - 1$ ТОм) и ограниченный коэффициент усиления ($K_u = 100 - 120$ дБ), возникают ошибки, связанные с нелинейностью преобразования. Эти ошибки имеют место на высоких и низких частотах повторения выходных импульсов.

Эквивалентная схема интегратора показана на рис. 3-5. Входной ток интегратора

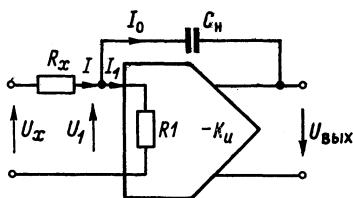


Рис. 3-5. Эквивалентная схема интегратора

$$I(p) = I_0(p) + I_1(p), \quad (3-5)$$

где

$$I(p) = [U_x(p) - U_1(p)]/Z_x; \quad I_1(p) = U_1(p)/Z_1;$$

$$I_0(p) = [U_1(p) + U_{\text{вых}}(p)]/Z_0; \quad Z_1 = R_1; \quad Z_x = R_x; \quad Z_0 = 1/pC_H.$$

Подставляя значения токов в формулу (3-5), получим

$$\frac{U_x(p) - U_1(p)}{Z_x} = \frac{U_1(p)}{Z_1} + \frac{U_1(p) + U_{\text{вых}}(p)}{Z_0}.$$

Учитывая, что $U_{\text{вых}}(p) = U_1(p) K_u$, найдем

$$U_x(p) = U_1(p) \left[1 + \frac{Z_x}{Z_1} + \frac{Z_x(1 + K_u)}{Z_0} \right].$$

Коэффициент передачи звена интегратора

$$K(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_x(p)} = [(1 + R_x/R_1)/K_u + (1 + 1/K_u) p C_H R_x]^{-1}. \quad (3-6)$$

Если интегрирующий усилитель имеет коэффициент усиления при разомкнутом контуре обратной связи, определяемый выражением $K_u = K_0/(1 + p\tau_0)$, то коэффициент передачи интегратора в соответствии с (3-6) равен

$$K(p) = \frac{1}{p C_H R_x} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_0} + \frac{1}{K_0 p C_H R_3} + \frac{1}{\omega_0 C_H R_3}}, \quad (3-7)$$

где $\omega_0 = K_0/\tau_0$ — полоса пропускания операционного усилителя; $R_3 = R_x || R_1$ — эквивалентное входное сопротивление интегратора.

Частотная характеристика интегратора получается из (3-7) при условии $p = j\omega$

$$K(j\omega) = \left[j\omega C_H R_x \left(1 + \frac{1}{\omega_0 C_H R_3} + \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{1}{K_0 j\omega C_H R_3} \right) \right]^{-1}. \quad (3-8)$$

Первый сомножитель выражения (3-7) определяет коэффициент передачи идеального интегратора, а второй — погрешность интегрирования.

При высоких частотах ($\omega \gg 1/(K_0 C_H R_3)$) коэффициент передачи интегратора имеет вид

$$K(p) = \frac{1}{p C_H R_x} \frac{1}{1 + p/\omega_0}. \quad (3-9)$$

Переходная функция на высоких частотах в соответствии с (3-9) определяется уравнением

$$h(t) = \frac{t}{R_x C_H} \left[1 - \frac{1}{\omega_0 t} (1 - e^{-\omega_0 t}) \right] \approx \frac{t}{R_x C_H} (1 - \delta_{\text{в}}),$$

где $\delta_{\text{в}} = f/(2\pi f_0)$ — погрешность нелинейности на высоких частотах. Очевидно, что для снижения погрешности на высоких частотах полоса пропускания операционного усилителя должна быть достаточно широкой.

Так, например, при использовании усилителя с полосой пропускания $f_0 = 10$ МГц погрешности линейности на частотах 1 МГц, 5 МГц и 10 МГц будут соответственно равны 1,6%, 8% и 16%.

При низких частотах ($\omega \ll \omega_0$) коэффициент передачи интегратора имеет вид

$$K(p) = \frac{1}{pC_H R_x} \frac{1}{1 + 1/pC_H R_3 K_0}. \quad (3-10)$$

Переходная функция на низких частотах в соответствии с (3-10) определяется уравнением

$$h(t) = \frac{t}{R_x C_H} \left(1 - \frac{t}{2K_0 R_3 C_H} \right) = \frac{t}{R_x C_H} (1 - \delta_n), \quad (3-11)$$

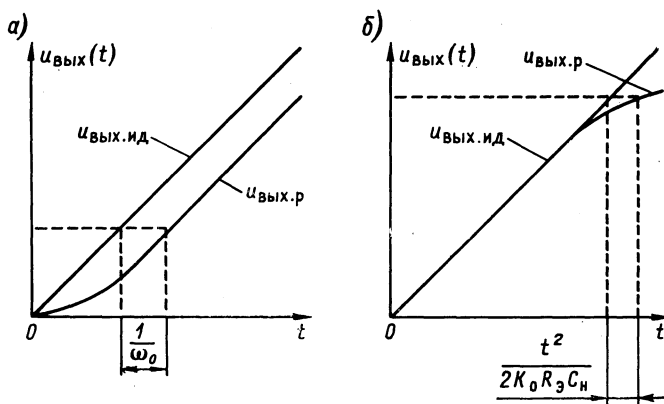


Рис. 3-6. Выходное напряжение интегратора при высоких (а) и низких (б) частотах преобразования

где $\delta_n = 1/(2fK_0 R_3 C_H)$ — погрешность линейности на низких частотах. Очевидно, что погрешность линейности на низких частотах уменьшается с увеличением коэффициента усиления операционного усилителя. При ограниченной величине коэффициента усиления K_0 погрешность линейности на низких частотах зависит от входного сопротивления R_I усилителя, величины емкости накопительного конденсатора и внутреннего сопротивления R_x источника тока. Так, например, при $K_0 = 100$ дБ; $R_1 = 100$ ГОм; $C_H = 50$ пФ низкочастотная ошибка на частотах 1 Гц и 0,1 Гц будет соответственно равна 0,001% и 0,01%.

На рис. 3-6 показаны графики выходного напряжения интегратора в зависимости от времени при высоких и низких частотах преобразования. При высоких частотах (рис. 3-6, а) отставание по времени реального выходного напряжения от идеального линейного напряжения обусловлено ошибкой δ_v . На низких частотах (рис. 3-6, б) отставание обусловлено ошибкой δ_n .

Рассмотрим влияние нелинейности интегратора в процессе заряда и разряда накопительного конденсатора на частоту преобра-

зователя. С учетом нелинейности интегратора размах выходного напряжения в процессе заряда конденсатора C_n

$$E - U_{c0} = \frac{I_x K_u}{C_{вх}} t_s (1 - \delta_s), \quad (3-12)$$

где $C_{вх} = C_1 + C_n (1 + K_u \beta_u)$ — эквивалентная входная емкость; $\delta_s \approx t_s / (2\tau_{вх})$ — погрешность нелинейности интегратора в процессе заряда накопительного конденсатора.

После срабатывания пороговой схемы размах выходного напряжения в процессе разряда конденсатора

$$E - U_{c0} = \frac{I_p - I_x}{C_{вх}} K_u t_p (1 - \delta_p), \quad (3-13)$$

где $\delta_p \approx t_p / (2\tau_{вх})$ — погрешность линейности интегратора в процессе разряда накопительного конденсатора.

Решая совместно уравнения (3-12) и (3-13), получим

$$I_x = q_p F (1 - \delta), \quad (3-14)$$

где $\delta = \delta_s \frac{\delta_p - \delta_s}{\delta_p + \delta_s - (\delta_p^2 + \delta_s^2)}$ — погрешность преобразования, обусловленная нелинейностью интегратора.

Анализ выражения (3-14) показывает, что погрешность преобразования в области относительно низких частот ($F < 1/(2t_p)$) зависит только от нелинейности интегратора в процессе заряда конденсатора. Некоторое снижение погрешности в области относительно высоких частот ($F \approx 1/(2t_p)$) обусловлено частичной компенсацией нелинейностей в процессе заряда и разряда конденсатора.

В значительной мере погрешность преобразования зависит от дрейфа нулевого уровня и собственных шумов операционного усилителя. Нестабильность порога срабатывания E и емкости накопительного конденсатора C_n приводят лишь к изменению начального напряжения на конденсаторе в конце разрядного цикла, так как

$$U_{c0} = E - \frac{q_p - I_x t_p}{C_n}.$$

В связи с этим рассмотрим влияние дрейфа интегратора по напряжению и току на погрешность преобразования. Эквивалентная схема преобразователя с источниками напряжения $E_{др}$ и тока $I_{др}$ дрейфа в процессе заряда конденсатора C_n может быть представлена в виде рис. 3-7. При медленном изменении $E_{др}$ и $I_{др}$ их можно считать постоянными, поэтому операторное уравнение для узлового потенциала схемы рис. 3-7 имеет вид

$$U_1 (Y_x + Y_1 + Y_n) = I_x + I_{др} - U'_1 K_u Y_n, \quad (3-15)$$

где $U'_1 = U_1 + E_{др}$ — напряжение на входе интегрирующего усилителя; $Y_x = g_x$ — проводимость источника сигнала; $Y_1 = g_1$ — входная проводимость усилителя; $Y_n = pC_n$ — проводимость накопительного конденсатора.

Решая уравнение (3-15), получим напряжение на выходе преобразователя

$$U_2 = K_u \frac{I_x + I_{др} + E_{др} (Y_x + Y_1 + Y_n)}{Y_x + Y_1 + Y_n (1 + K_u)}. \quad (3-16)$$

Из выражения (3-16) следует, что ток дрейфа $I_{др}$ полностью входит в погрешность преобразования, а напряжение дрейфа $E_{др}$, приведенное ко входу, зависит от проводимостей схемы. Воспользуемся методом наложения для рассмотрения влияния дрейфовых составляющих на погрешность преобразования. Полагая $I_x = I_{др} = 0$, найдем выходное напряжение преобразователя от действия $E_{др}$

$$U'_2 = K_u E_{др} \frac{Y_x + Y_1 + Y_n}{Y_x + Y_1 + Y_n (1 + K_u)} = K_u E_{др} \frac{g_x + g_1 + p C_n}{g_x + g_1 + p C_n (1 + K_u)}.$$

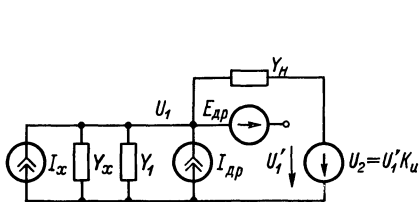


Рис. 3-7. Эквивалентная схема частотного преобразователя с источниками дрейфа

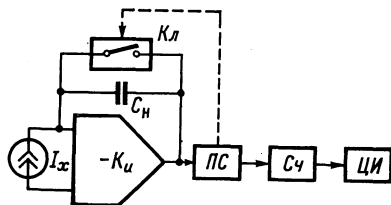


Рис. 3-8. Схема частотного преобразователя с закорачиванием накопительного конденсатора

Мгновенное значение выходного напряжения

$$u'_2(t) = K_u E_{др} (1 - e^{p_1 t}) \approx E_{др} \frac{g_x + g_1}{C_n} t, \quad 0 < t < t_3,$$

где $p_1 = -\frac{g_x + g_1}{C_n (1 + K_u)}$ — корень характеристического уравнения.

Производя аналогичные вычисления для $I_{др}$ и полагая $I_x = E_{др} = 0$, найдем выходное напряжение преобразователя от действия $I_{др}$

$$u''_2(t) = \frac{I_{др} K_u}{g_x + g_1} (1 - e^{p_1 t}) \approx I_{др} \frac{t}{C_n}, \quad 0 < t < t_3.$$

Полное выходное напряжение преобразователя при действии входного тока и дрейфовых составляющих

$$u_2(t) = \frac{I_x t_3}{C_n} (1 + \delta_{i др} + \delta_{e др}),$$

где $\delta_{i др} = I_{др} / I_x$ — погрешность, вносимая током дрейфа; $\delta_{e др} = E_{др} (g_x + g_1) / I_x$ — погрешность, вносимая напряжением дрейфа.

Если проводимость входной цепи усилителя достаточно мала

(($g_1 + g_x$) \rightarrow 0), то напряжение дрейфа не вносит погрешности в результат преобразования.

В другом типе частотно-импульсного преобразователя разряд накопительного конденсатора C_n производится при помощи замыкающего ключа K_n (рис. 3-8). В процессе заряда накопительного конденсатора выходное напряжение изменяется по закону (1-36). В момент t_3 напряжение на выходе интегратора достигает уровня E срабатывания пороговой схемы ПС. При этом замыкается ключ K_n и разряжает накопительный конденсатор C_n . Если время разряда конденсатора ничтожно мало, то $I_x = EC_n/t_3$.

Очевидно, что погрешность преобразователя с разрядом накопительного конденсатора посредством его закорачивания зависит от нестабильностей δ_E уровня срабатывания пороговой схемы и δ_n емкости накопительного конденсатора.

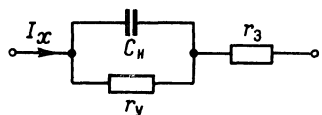


Рис. 3-9. Схема накопительной цепи

Практически разряд накопительного конденсатора при замыкании ключа K_n происходит за время t_p , которое определяется временем абсорбции накопительного конденсатора, сопротивлением ключа, временем его срабатывания и рядом

других причин. При этом период выходного напряжения $T = t_3 + t_p$, а частота выходных импульсов преобразователя при условии, что $t_p \ll t_3$, равна

$$F = \frac{1}{t_3 + t_p} \approx \frac{1}{t_3} - \frac{t_p}{t_3^2}.$$

Очевидно, что второй член этого выражения представляет собой погрешность, вносимую временем разряда конденсатора. Для компенсации этой погрешности можно ввести последовательно с накопительным конденсатором сопротивление r_3 , как показано на рис. 3-9.

В этом случае выходное напряжение интегрирующей цепи определяется формулой

$$u_2 = \frac{1}{C_n} \int i_x dt + I_x r_3 = I_x r_3 + \frac{I_x t}{C_n} + U_{c \text{ мин}},$$

где $U_{c \text{ мин}}$ — минимальное остаточное напряжение на конденсаторе.

Отсюда найдем время заряда конденсатора до уровня $u_2 = E$

$$t_3 = \frac{(E - U_{c \text{ мин}} - r_3 I_x) C_n}{I_x}. \quad (3-17)$$

В соответствии с (3-17) частота выходных импульсов преобразователя

$$F = \frac{1}{\frac{C_n (E - U_{c \text{ мин}})}{I_x} - r_3 C_n + t_p}.$$

Если выбрать r_3 из условия $t_p = r_3 C_n$, то частота выходных импульсов будет прямо пропорциональна входному току:

$$F = I_x \frac{1}{C_n (E - U_{c \text{ мин}})}. \quad (3-18)$$

Погрешность преобразователя с закорачиванием накопительного конденсатора существенно зависит от утечек накопительного конденсатора и разомкнутого ключа $Kл$. Схема накопительной цепи с учетом сопротивления утечки r_y показана на рис. 3-9. Падение напряжения на такой цепи определяется формулой

$$u_2(t) = I_x r_3 + I_x r_y (1 - e^{-t/(r_y C_n)}). \quad (3-19)$$

При этом время заряда t_3 в соответствии с (3-19) равно

$$t_3 = -r_y C_n \ln \left[1 - \frac{1}{r_y} \left(\frac{E}{I_x} - r_3 \right) \right]. \quad (3-20)$$

При достаточно большом сопротивлении утечки выполняется условие $\frac{1}{r_y} \left(\frac{E}{I_x} - r_3 \right) \ll 1$ и из выражения (3-20) после разложения $\ln(1-x)$ в ряд Тэйлора получаем

$$t_3 \approx C_n \left(\frac{E}{I_x} - r_3 \right) \left[1 + \frac{1}{2r_y} \left(\frac{E}{I_x} - r_3 \right) \right].$$

Период выходных импульсов преобразователя определим с учетом значения $t_p = C_n r_3$

$$T = t_3 + t_p = \frac{EC_n}{I_x} \left[1 + \frac{I_x}{3Er_y} \left(\frac{E}{I_x} - r_3 \right)^2 \right].$$

Частота выходных импульсов определяется формулой

$$F = \frac{I_x}{EC_n} \frac{1}{1 + \frac{I_x}{2Er_y} \left(\frac{E}{I_x} - r_3 \right)^2} \approx \frac{I_x}{EC_n} (1 - \delta_y),$$

где $\delta_y = \frac{I_x}{2Er_y} \left(\frac{E}{I_x} - r_3 \right)^2$ — погрешность линейности, обусловленная сопротивлением утечки.

При достаточно малом сопротивлении зарядной цепи ($r_3 \ll E/I_x$) погрешность, обусловленная сопротивлением утечки, возрастает с уменьшением измеряемого тока I_x и увеличением уровня срабатывания пороговой схемы:

$$\delta_y = \frac{E}{2I_x r_y}.$$

Применение для преобразования тока в частоту управляемых генераторов — мультивибраторов, блокинг-генераторов и других устройств не позволяет получить достаточной для цифровых гальванометров точности. Однако, если эти генераторы охватить глубокой

обратной связью по постоянному току, то погрешность преобразования может быть снижена до приемлемого значения.

Блок-схема управляемого генератора с цепью обратной связи по постоянному току показана на рис. 3-10. Для этой схемы $K_1(p)$ — коэффициент передачи входного предусилителя (или преобразователя тока в напряжение); $K_2(p)$ — коэффициент передачи преобразователя тока в частоту импульсов; β — коэффициент передачи звена обратной связи (преобразователя частоты в ток).

Рассматривая преобразователь тока в частоту импульсов, получим $I_x = I_1 + I_k$, где $I_1 = F/K_1K_2$. Для звена обратной связи имеем $I_k = \beta F$. Таким образом, коэффициент преобразователя

$$H = \frac{F}{I_x} = \frac{K_1K_2}{1 + \beta K_1K_2}.$$

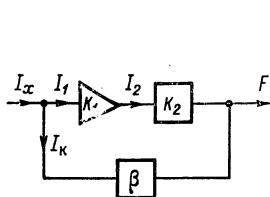


Рис. 3-10. Блок-схема управляемого генератора

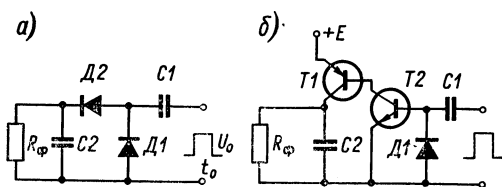


Рис. 3-11. Схемы диодных насосов: а) простого; б) повышенной разрешающей способности

При достаточно высоком коэффициенте передачи разомкнутой цепи ($\beta K_1K_2 \gg 1$) имеем $H = 1/\beta$. Следовательно, если преобразователь частоты в ток звена обратной связи имеет низкую погрешность, то и весь преобразователь тока в частоту может быть достаточно точным. При этом погрешности предварительного усилителя тока и преобразователя тока в частоту не влияют на полную погрешность гальванометра.

Преобразователи частоты в ток бывают резистивные и емкостные. Резистивные преобразователи включают в себя устройство, генерирующее импульсы калиброванной длительности. Это устройство управляет ключом, питаемым стабилизированным напряжением. В результате формируются импульсы, калиброванные по длительности и амплитуде.

С помощью фильтра выделяется постоянная составляющая этой последовательности, пропорциональная частоте следования импульсов. Через высокоомный резистор эта постоянная составляющая подводится ко входу преобразователя. Погрешность такого преобразователя в основном зависит от погрешности высокоомного резистора и составляет 1—5% для токов меньше 0,1 пА.

Емкостные преобразователи состоят из калиброванной емкости, которая заряжается от высокостабильного опорного источника и с частотой повторения выходных импульсов преобразователя раз-

ряжается на входную цепь. Для снижения пульсаций используют фильтры.

Среди емкостных преобразователей наибольшее распространение получили диодные насосы. Схема простого диодного насоса показана на рис. 3-11, *а*. Конденсатор *С1* заряжается через диод *Д2* до напряжения U_0 . После окончания импульса конденсатор *С1* быстро разряжается через диод *Д1*. Фильтрация переменных составляющих производится емкостью *С2*. При этом в цепи протекает ток $I_k = C_1 U_0 F$.

Схема диодного насоса повышенной разрешающей способности (рис. 3-11, *б*) отличается от простой схемы наличием транзисторного усилителя, построенного на транзисторах *Т1* и *Т2*. При этом транзистор *Т2* во время действия импульса отпирается до насыщения и тем самым ускоряет процесс заряда конденсатора фильтра.

3-3. Цифровые гальванометры с временным преобразованием

Для преобразования тока в цифровую форму можно использовать также время-импульсную модуляцию. При этом измеряемый ток I_x преобразуется в импульсы, ширина которых пропорциональна мгновенному или среднему значению тока. Гальванометры, в которых осуществляется преобразование среднего значения тока во временной интервал, относятся к интегрирующим приборам.

Блок-схема гальванометра, в котором осуществляется преобразование мгновенных значений тока во временной интервал, показана на рис. 3-12, *а*. Гальванометр состоит из интегратора *И*, источника образцового тока *ИОТ*, схемы сравнения *СС*, триггера *Тр*, детектора нулевого уровня *ДН*, генератора счетных импульсов *Г*, счетчика *Сч* и цифрового индикатора *ЦИ*.

При преобразовании мгновенных значений тока во временной интервал производится интегрирование образцового тока I_0 и сравнение получающегося в результате интегрирования линейно изменяющегося тока ($I_0 - \rho t$) с измеряемым током I_x . Процесс преобразования, показанный на рис. 3-12, *б*, описывается выражением $t_k = I_x / \rho$, где $\rho = I_0 / T$ — угловой коэффициент интегрированного образцового тока; t_k — длительность импульса; T — период преобразования.

Сигнал от схемы сравнения *СС* опрокидывает триггер *Тр*, когда измеряемый ток I_x становится равным линейно изменяющемуся

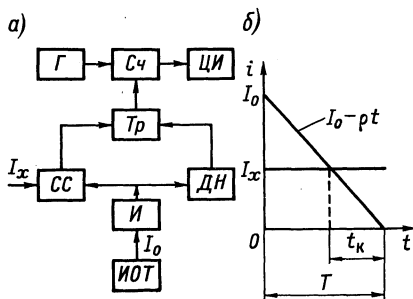


Рис. 3-12. Блок-схема цифрового гальванометра с временным преобразованием мгновенных значений тока (*а*) и процесс преобразования тока во временной интервал (*б*)

интегрированному образцовому току ($I_0 - \rho t$). Когда выходной ток интегратора I становится равным нулю, срабатывает детектор нулевого уровня $ДН$, который возвращает триггер $Тр$ в исходное состояние. Выходные импульсы триггера на время t_k отпирают счетчик $Сч$, который подсчитывает число импульсов от высокостабильного генератора $Г$. Результат подсчета указывается цифровым индикатором $ЦИ$.

Такой метод преобразования тока не получил широкого распространения в связи с рядом присущих ему недостатков: низкой точностью и малой помехозащищенностью.

Значительно шире используются преобразователи среднего значения входного тока во временной интервал, работающие по методу двойного интегрирования. Гальванометры с такими преобразователями относятся к приборам, в которых осуществляется последовательное сравнение интегралов от измеряемого и образцового токов. Процесс измерения в них производится в два такта: сначала измеряемый ток I_x интегрируется в течение фиксированного промежутка времени t_0 аналоговым интегратором, после чего ко входу интегратора подключается образцовый ток I_0 обратного (по отношению к измеряемому току) направления, и интегратор разряжается со скоростью, пропорциональной образцовому току. При этом интервал времени t_x , необходимый для разряда интегратора до исходного уровня, пропорционален среднему значению измеряемого тока: $t_x = \bar{I}_x t_0 / I_0$.

Преимущество этого метода перед преобразованием тока в частоту импульсов состоит в том, что сравнение измеряемого и образцового токов осуществляется во время каждого цикла преобразования. Кроме того, поскольку процессы заряда и разряда осуществляются одним и тем же интегратором, требования к его стабильности значительно снижаются. Интервалы времени заряда и разряда интегратора измеряют посредством подсчетов тактовых импульсов от одного генератора, в связи с чем снижаются требования к стабильности частоты генерируемых им колебаний.

Блок-схема цифрового гальванометра с временным преобразованием средних значений тока приведена на рис. 3-13, а. Во время первого такта измеряемый ток I_x на фиксированное время t_0 прикладывается к интегрирующему усилителю K_u . Выходное напряжение интегратора возрастает линейно во времени и к концу первого такта достигает значения, зависящего от измеряемого тока I_x .

Во время второго такта происходит разряд интегратора от источника образцового тока I_0 . При этом тактовые импульсы от генератора $ГТИ$ поступают в счетчик $Сч$. Конец разряда интегратора определяется детектором нуля $ДН$. Схема управления $СУ$ отключает тактовые импульсы от счетчика $Сч$. Процесс преобразования показан на рис. 3-13, б.

Точность гальванометров двойного интегрирования зависит от дрейфа нулевого уровня усилителя-интегратора и детектора нуля. Кроме того, может образоваться погрешность вследствие потери

импульсов при переключении из режима интегрирования измеряемого тока I_x в режим интегрирования образцового тока I_0 . При больших частотах, необходимых для обеспечения высокой разрешающей способности гальванометра, такая ошибка может быть велика.

Благодаря непрерывному интегрированию за значительный промежуток времени гальванометры этого типа устойчивы к скачкам измеряемого тока и к изменению его полярности во время цикла интегрирования. К недостаткам метода относится необходимость отключения источника измеряемого тока I_x от интегратора на время t_x .

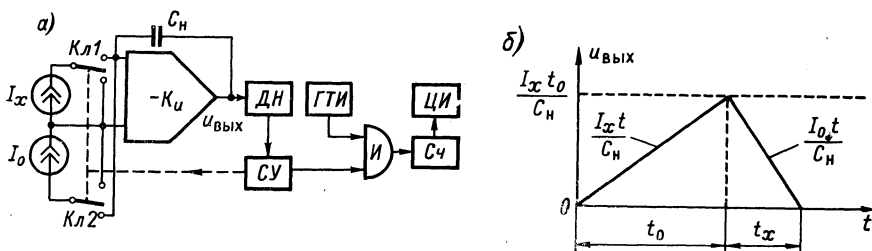


Рис. 3-13. Блок-схема цифрового гальванометра с временным преобразованием средних значений тока (а) и процесс преобразования среднего значения тока во временной интервал (б)

Некоторое повышение разрешающей способности и быстродействия таких гальванометров достигается разрядом интегратора $И$ (рис. 3-14) за два последовательных такта — грубый и точный. В начале разряд интегратора производится через ключи $Кл1$ и $Кл2$ током I_0 образцового источника $ИОТ$, причем тактовые импульсы генератора $ГТИ$ через схему $И1$ поступают в старшие разряды счетчика $Сч1$. Когда напряжение на выходе интегратора достигает порогового значения U_1 детектора уровня $ДУ$, схема управления $СУ$ при помощи ключа $Кл2$ подключает к интегратору $И$ образцовый ток $10^{-n} I_0$. При этом тактовые импульсы генератора $ГТИ$ через схему $И2$ подводятся к младшим разрядам счетчика $Сч2$. Конец разряда интегратора определяется детектором нуля $ДН$.

В другом способе преобразования измеряемого тока во временной интервал (рис. 3-15) сумма измеряемого тока I_x и образцового тока I_0 подводится к интегрирующему усилителю K_u . Выходное напряжение u_1 интегратора поступает на схему сравнения $СС$, к которой также подводится напряжение u_2 треугольной формы от генератора $ГТИ$. Когда напряжение u_2 становится равным выходному напряжению интегратора u_1 , то схема сравнения $СС$ вырабатывает сигнал, который перекидывает ключ $Кл$ и изменяет направление образцового тока, подключенного к интегратору. Соотноше-

ние между измеряемым и образцовым токами можно найти из выражения

$$I_x = I_0 \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2},$$

где t_1 — время подключения — I_0 ; t_2 — время подключения $+I_0$.

Модулированные по ширине импульсы с выхода схемы сравнения $СС$ определяют время, в течение которого тактовые импульсы от генератора $Г$ поступают в счетчик $Сч$. Синхронизация генератора треугольных импульсов напряжения $ГТИ$ осуществляется тактовыми импульсами с выхода делителя частоты $ДЧ$.

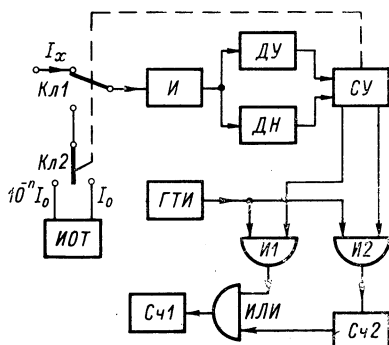


Рис. 3-14. Блок-схема цифрового гальванометра с двухтактным интегрированием

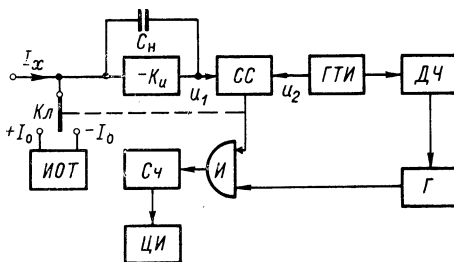


Рис. 3-15. Блок-схема цифрового гальванометра с широтным преобразованием

В цифровых гальванометрах с такими преобразователями ошибки измерения времени t_1 и t_2 взаимно компенсируются. Кроме того, изменения амплитуды напряжения синхроимпульса и постоянной времени интегратора также не влияет на точность измерения.

Как следует из приведенного рассмотрения способов преобразования тока во временной интервал, основным элементом таких преобразователей является интегратор тока, поэтому погрешность преобразования во многом зависит от нелинейности интегратора.

Рассмотрим погрешность преобразователя тока во временной интервал, работающего по методу двойного интегрирования. Выходное напряжение интегратора с учетом погрешности линейности в конце первого такта

$$U_x = \frac{I_x t_0}{C_n} (1 - \delta_3) + U_0, \quad (3-21)$$

где δ_3 — погрешность линейности интегратора во время первого такта, U_0 — уровень срабатывания пороговой схемы.

Во втором такте происходит интегрирование образцового тока I_0 , направление которого противоположно току I_x . В конце вто-

рого такта выходное напряжение интегратора становится равным порогу срабатывания пороговой схемы

$$U_0 = U_x \frac{I_0 t_x}{C_H} (1 - \delta_p), \quad (3-22)$$

где δ_p — погрешность линейности интегратора во время второго такта.

Подставляя значение (3-21) в уравнение (3-22), получим

$$I_x t_0 (1 - \delta_3) - I_0 t_x (1 - \delta_p) = 0,$$

откуда

$$I_x = I_0 \frac{t_x (1 - \delta_p)}{t_0 (1 - \delta_3)} \approx \frac{I_0 t_x}{t_0} (1 - \delta_p + \delta_3). \quad (3-23)$$

Из уравнения (3-23) видно, что при $\delta_p = \delta_3$ погрешность линейности полностью компенсируется. Это справедливо при равенстве измеряемого и образцового токов ($I_x = I_0$), так как при этом $t_x = t_0$. Погрешность линейности интегратора также частично компенсируется, если $\delta_p \approx \delta_3$. При использовании одного и того же высокостабильного генератора для определения t_x и t_0 нестабильность его частоты не влияет на полную погрешность измерения. Таким образом, погрешность измерения зависит, в основном, от погрешности образцового тока, что является несомненным преимуществом метода двойного интегрирования.

Оптимальное значение образцового тока I_0 , при котором погрешность линейности сказывается меньше, можно найти из условия

$$I_0 = \frac{I_{x \text{ макс}} - I_{x \text{ мин}}}{2} \approx \frac{I_{x \text{ макс}}}{2}.$$

В этом случае полная компенсация погрешности линейности происходит в середине динамического диапазона.

Можно отметить также следующие дополнительные источники погрешностей: утечки ключей, коммутирующих источники измеряемого и образцового токов; дрейф по току и напряжению входного интегрирующего усилителя и детектора нуля; переходные процессы, протекающие при коммутации входа интегратора; несинхронность счетных импульсов и выходного напряжения интегратора. Перечисленные источники погрешностей могут в значительной мере снизить преимущества схемы двойного интегрирования.

В качестве ключей для коммутации токов на входе интегратора можно использовать полевые транзисторы, герконы и электромеханические ключи. Основное требование к ним заключается в снижении утечки разомкнутого ключа. Тщательное конструирование ключей позволяет строить усилители с током утечки менее 0,1 пА.

Определим влияние дрейфа по току и напряжению интегрирующего усилителя на погрешность преобразования. Эквивалентная схема интегратора для процесса заряда накопительного конденса-

тора имеет вид, представленный на рис. 3-7. При этом в соответствии с уравнением (3-16) выходное напряжение интегратора для интервала $0 < t < t_0$ имеет вид (при $g_n = 0$)

$$u_2(t) = K_u \frac{I_x + I_{др} + E_{др}(g_x + g_1)}{g_x + g_1} (1 - e^{-t/\tau_1}),$$

где $\tau_1 = \frac{C_n(1 - K_u)}{g_x + g_1}$ — постоянная времени цепи заряда накопительного конденсатора.

Ограничиваясь линейными членами разложения экспоненты в ряд Тэйлора, получим выходное напряжение в конце первого такта:

$$U_{2м} = \frac{I_x + I_{др} + E_{др}(g_x + g_1)}{C_n} t_0. \quad (3-24)$$

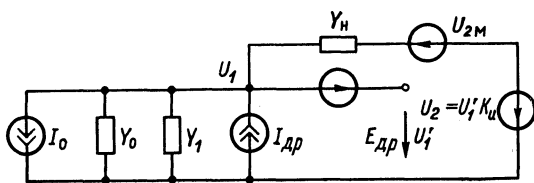


Рис. 3-16. Эквивалентная схема разряда накопительного конденсатора

При достаточно большом коэффициенте усиления ($k_u \gg 1$) напряжение на накопительном конденсаторе в конце первого такта $U_{см} \approx U_{2м}$.

Эквивалентная схема для процесса разряда накопительного конденсатора от источника образцового тока показана на рис. 3-16. Составляя уравнение для узлового потенциала U_1 этой схемы, получим выходное напряжение

$$U_2(p) = K_u \frac{-I_o + I_{др} + E_{др}(g_o + g_1 + pC_n) + U_{2м}pC_n}{p[g_o + g_1 + pC_n(1 + K_u)]}, \quad (3-25)$$

где g_o — проводимость источника образцового тока.

Мгновенное значение выходного напряжения интегратора для интервала $t_0 < t < t_x$ в соответствии с (3-25) имеет вид

$$u_2(t) = K_u \frac{-I_o + I_{др} + E_{др}(g_o + g_1)}{g_o + g_1} (1 - e^{-t/\tau_2}) + U_{2м}e^{-t/\tau_2},$$

где $\tau_2 = \frac{C_n(1 + K_u)}{g_o + g_1}$ — постоянная времени цепи разряда накопительного конденсатора.

Ограничиваясь линейными членами разложения экспоненты в ряд Тэйлора и приравнивая выходное напряжение в конце второго такта нулю, получим

$$\frac{-I_o + I_{др} + E_{др}(g_o + g_1)}{C_n} t_0 + \frac{I_x + I_{др} + E_{др}(g_x + g_1)}{C_n} t_x = 0,$$

откуда

$$I_x = t_x \frac{I_o}{t_0} (1 - \delta_{i \text{ др}} - \delta_{e \text{ др}}),$$

где $\delta_{i \text{ др}} = \frac{I_{\text{др}}}{I_o} \left(1 + \frac{t_0}{t_x}\right)$ — погрешность, вносимая током дрейфа;

$\delta_{e \text{ др}} = \frac{E_{\text{др}}}{I_o} \left(g_o + g_1 + \frac{g_x + g_1}{t_x} t_0\right)$ — погрешность, вносимая напряжением дрейфа.

При достаточно малых проводимостях g_1 , g_o и g_x погрешность $\delta_{e \text{ др}} \rightarrow 0$ и основное влияние на точность измерения оказывает ток дрейфа $I_{\text{др}}$.

3-4. Цифровые гальванометры уравнивающего преобразования

К цифровым гальванометрам уравнивающего преобразования относятся приборы следящего, поразрядного и развертывающего уравнивания. Основными элементами таких приборов являются многозначная мера тока (регулируемый образцовый источник тока) и схема сравнения токов. По принципу действия гальванометра уравнивающего преобразования аналогичны автоматическим компенсаторам тока.

Блок-схема гальванометра уравнивающего преобразования представлена на рис. 3-17. В процессе уравнивания измеряемый ток I_x автоматически сравнивается с образцовым током I_k

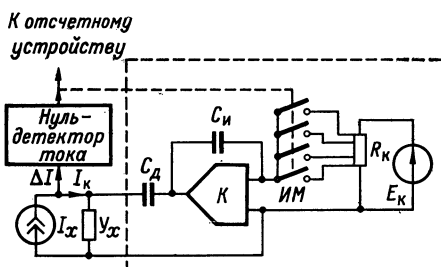


Рис. 3-17. Блок-схема гальванометра уравнивающего преобразования

и выражается в его долях. Уравнивание производится автоматически при наличии на входе схемы сравнения (нуль-детектора) разностного сигнала ошибки ΔI . Выходной сигнал нуль-детектора воздействует на исполнительный механизм ИМ (переключатель), который изменяет компенсирующий ток, создаваемый усилителем K с емкостями $C_{\text{и}}$ и $C_{\text{д}}$, чтобы ошибка уменьшалась после каждого шага уравнивания. Питание компенсатора тока производится от источника напряжения E_k через делитель R_k .

В таких гальванометрах имеются три основные принципиально отличные друг от друга погрешности: дискретность отсчета, ограниченная чувствительность нуль-детектора и конечная точность элементов и узлов блока компенсации. Погрешность, вызванная первыми двумя источниками, не зависит от измеряемого тока и ограничивает диапазон измерения со стороны малых токов.

Быстродействие цифровых гальванометров уравнивающего преобразования определяется частотой ввода ступеней компенсирующего тока и алгоритмом уравнивания. Выбор оптимальной с точки зрения быстродействия частоты ввода ступеней компенсирующего тока при уравнивании равноценными ступенями может производиться на основании общей теории импульсных систем.

Ток рассогласования ΔI после усиления нуль-детектором подается на исполнительный механизм *ИМ*, который вводит дискретно компенсирующий ток I_k до тех пор, пока ΔI не станет меньше порога чувствительности нуль-детектора. Такую дискретную систему уравнивания в период между управляющими импульсами можно рассматривать как разомкнутую и привести к структурной схеме рис. 1-32, а.

Измеряемый ток I_x можно представить в виде

$$I_x = n\Delta I_k \pm \varepsilon_d,$$

где n — число дискретных делений; ΔI_k — цена дискретного деления; ε_d — погрешность дискретности (часть измеряемого тока, меньшая приведенного ко входу порога срабатывания исполнительного механизма *ИМ*). Погрешность дискретности ε_d является случайной величиной и зависит от значения измеряемого тока.

Усилитель нуль-детектора обычно делают нелинейным с нелинейностью типа насыщения, поэтому при большом сигнале рассогласования усилитель находится в состоянии насыщения и скорость

Таблица 3-1

Поразрядное уравнивание тока 3,146 нА

Ток на выходе компенсирующего устройства	Сигнал на выходе нуль-детектора	Функции логического устройства
9,99	меньше	Проверка на перегрузку
0,99 1,99 2,99 3,99	больше » » меньше	Определение значения первого разряда. Последовательно увеличивается значение первого разряда, пока не появится сигнал перегрузки
3,09 3,19	больше меньше	Повторение процедуры для уравнивания второго разряда
3,10 3,11 3,12 3,13 3,14 3,15	больше » » » » меньше	Повторение процедуры для уравнивания третьего разряда. Так как измеряемый ток находится между двумя последними значениями, то процесс уравнивания на этом заканчивается

уравновешивания остается постоянной до тех пор, пока сигнал рассогласовывания не выйдет на линейный участок характеристики усилителя.

Выбор алгоритма уравновешивания тока также оказывает существенное влияние на быстродействие гальванометра. В приборах поразрядного уравновешивания измеряемый ток сравнивается с известными частями тока образцового источника по заранее установленной программе, которая задается специальным логическим устройством. В первом такте логическое устройство создает наибольшее возможное значение на цифровом выходе. Нуль-детектор сравнивает это значение с входным током и вырабатывает один из двух сигналов «больше», если входной ток превышает компенсирующий, или «меньше», если входной ток меньше компенсирующего. При такой информации логическое устройство изменяет значение компенсирующего тока ступенями, как это показано на примере в табл. 3-1 при уравновешивании тока 3,146 нА.

Метод поразрядного уравновешивания позволяет получить достаточно высокую точность и стабильность процесса уравновешивания, однако быстродействие таких приборов ограничено скоростью срабатывания коммутирующих устройств и переходными процессами при скачкообразном изменении компенсирующего тока.

3-5. Практические схемы цифровых электронных гальванометров

Цифровые гальванометры с частотным преобразованием и разрядным импульсом получили наиболее широкое распространение. Основным преимуществом таких гальванометров является зависимость частоты выходных импульсов только от параметров разрядного импульса, который может быть сформирован с достаточно высокой точностью. Разработаны схемы гальванометров, которые при входном токе 1 пА обеспечивают погрешность измерения не более 2%.

На рис. 3-18 показана схема гальванометра с пределом измерения по току 10 мкА, максимальной частотой выходных импульсов 100 кГц и погрешностью нелинейности меньше 3% [40]. Преобразователь выполнен по блок-схеме рис. 3-4. В качестве интегрирующего усилителя K_u использован операционный усилитель с коэффициентом усиления по напряжению 96 дБ. Дрейф нуля операционного усилителя, обусловленный нестабильностью напряжения питания, составляет 50 мкВ/% по напряжению и 0,2 нА/% по току. Температурный коэффициент входного тока усилителя составляет 0,05 нА/°С.

Пороговая схема ПС с уровнем срабатывания $E = 4$ В управляется напряжением, снимаемым непосредственно с выхода интегратора. Так как точность преобразователя в значительной мере зависит от стабильности заряда q_p , переносимого разрядными им-

пульсами, то основное внимание при разработке схемы обращалось на создание стабильного генератора разрядных импульсов.

Образцовый заряд q_p может быть получен в результате протекания тока постоянной величины I_p в течение строго определенного интервала времени t_p или при подаче напряжения U_p на конденсатор постоянной емкости C_p :

$$q_p = I_p t_p = U_p C_p.$$

Оба эти способа могут быть осуществлены с высокой точностью, однако формирование стабильных интервалов времени связано с от-

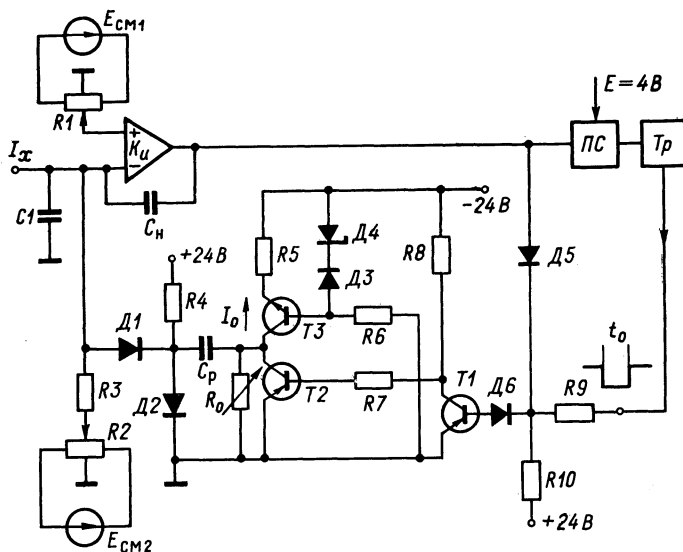


Рис. 3-18. Схема цифрового гальванометра с конденсаторным формирователем разрядного импульса

носительно большими затратами, чем реализация стабильного конденсатора. Конденсаторная схема генератора разрядных импульсов обладает еще тем достоинством, что коэффициент преобразования можно легко изменять переключением конденсаторов C_p генератора.

Генератор разрядных импульсов отрицательной полярности, показанный на рис. 3-18, состоит из разрядного конденсатора C_p и управляющей схемы на транзисторах $T1—T3$. При положительном значении входного тока I_x отрицательное выходное напряжение интегратора запирает диод $D5$. Нормально запертый транзистор $T1$ управляется по базе отрицательным импульсом длительностью t_0 от триггера Tr и во время действия импульса переходит в режим насыщения.

В результате нормально открытый транзистор $T2$ запирается, и ток I_0 , протекающий через транзистор $T3$, заряжает разрядный конденсатор C_p . Напряжение на коллекторе транзистора $T2$ возрастает с постоянной времени $\tau_1 = C_p R_0$ до значения

$$U_0 = I_0 R_0 (1 - e^{-t_0/\tau_1}).$$

Если длительность импульса t_0 достаточно велика по сравнению с постоянной времени τ_1 , так что $e^{-t_0/\tau_1} \ll 1$, то напряжение $U_0 = I_0 R_0$. Уже при $t_0 = 5\tau_1$ влиянием длительности разрядных импульсов на значение напряжения U_0 и вместе с тем на количество заряда, переносимого разрядными импульсами, можно пренебречь. Так, при $\Delta t_0/t_0 = 10\%$ относительное изменение напряжения $\Delta U_0/U_0 = 0,3\%$.

Диод $D1$ в исходном состоянии заперт и отпирается только на время, равное длительности разрядных импульсов, подключая генератор ко входу интегратора. По окончании разрядного импульса происходит отпирание диода $D2$, что обеспечивает быстрый перезаряд конденсатора C_p через транзистор $T2$. Переносимое при этом ко входу интегратора количество заряда

$$q_p = C_p [I_0 R_0 (1 - e^{-t_0/\tau_1}) - U_{\text{нас}} - U_{d1} - U_{d2}],$$

где $U_{\text{нас}}$ — напряжение насыщения транзистора $T2$; U_{d1} и U_{d2} — обратные напряжения на диодах $D1$ и $D2$.

Для обеспечения независимости заряда от колебаний напряжения питания используется стабилизированный с помощью кремниевого стабилитрона каскад на транзисторе $T3$. С помощью диода $D3$ осуществляется температурная компенсация нестабильности напряжения база—эмиттер транзистора $T3$.

Изменение мощности потерь в транзисторе $T3$ при изменении частоты выходных импульсов приводит к дополнительной погрешности около $0,5\%$. Для того чтобы обратный ток диода $D1$ не приводил к увеличению дрейфа нуля интегрирующего усилителя, в качестве диода $D1$ использован p — n -переход сплавного полевого транзистора, обратный ток которого почти на два порядка меньше обратного тока кремниевых диодов.

Температурный коэффициент генератора разрядных импульсов определяется, в основном, диодами $D1$ и $D2$ и может быть скомпенсирован с помощью диода $D3$, включенного последовательно со стабилитроном $D4$. Зависимости от температуры тока коллектора транзистора $T3$ и напряжения насыщения транзистора $T2$ несущественно влияют на температурный коэффициент генератора.

Так как при поступлении разрядных импульсов на входе усилителя возникают выбросы напряжения, которые могут приводить к отпиранию диода $D1$, вход усилителя шунтирован емкостью $C1$. Регулировка коэффициента преобразования производится грубо изменением емкости конденсатора C_p и плавно изменением сопротивления R_0 .

Выходные импульсы преобразователя имеют величину 10 В и длительность 100 нс. Если входной ток превышает 65 мкА, то появляется сигнал перегрузки.

Для индикации результатов измерения имеется схема счетчика $Сч$ с цифровым индикатором $ЦИ$. Согласование входа счетчика с выходом преобразователя производится при помощи усилителя на транзисторах $T2$ и $T3$.

При входном токе, превышающем 65 мкА, преобразователь переключается компаратором перегрузки $K3$, который посылает в конденсатор $C1$ фиксированный заряд 1 нКл (ток 350 мкА в течение 3 мкс) каждый раз, когда выходное напряжение интегрирующего усилителя превышает 800 мВ. Установка уровня срабатывания основного компаратора производится резисторами $R8$, $R9$, а компаратора перегрузки — резисторами $R5$ и $R6$. Регулировка длительности выходных импульсов мультивибратора при помощи резистора $R14$ позволяет установить коэффициент преобразования 10 пА/Гц.

Интегрирующий усилитель $K1$ имеет дифференциальный вход на полевых транзисторах с p — n -переходом. Коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи равен 96 дБ, а входное сопротивление 100 ГОм. Смещение нулевого уровня усилителя при температуре 25° С не превышает 10 нА. Дрейф тока смещения составляет 1 пА/°С. Установка нулевого уровня по току интегрирующего усилителя производится резисторами $R1$ и $R2$. Стабильность установки нулевого уровня определяется высокоомным резистором $R1$ в стеклянном корпусе, имеющим температурный коэффициент 0,08%/°С.

Для снижения тока утечки использован полистироловый накопительный конденсатор $C1$ с постоянной времени 10^6 с и емкостью 50 пФ, имеющий при напряжении 200 мВ ток утечки меньше 10^{-17} А. Особое внимание обращалось на снижение токов утечки в цепи подачи разрядного импульса и, в частности, на стабилизатор разрядного тока, в качестве которого использован диффузионный кремниевый эпитаксиальный планарный транзистор $T1$, работающий в режиме с общей базой. Для повышения стабильности разрядного тока стабилизирующий транзистор $T1$ помещен в термостат, в котором поддерживается температура $0 \pm 0,5^\circ$ С, благодаря чему напряжение база—эмиттер этого транзистора остается в пределах $\pm 1,1$ мВ (при температурном коэффициенте напряжения база—эмиттер 2 мВ/°С).

Максимальная выходная частота преобразователя определяется быстродействием интегрирующего усилителя $K1$, компаратора $K2$, мультивибратора MB и токостабилизирующего транзистора $T1$. Средняя скорость накопления заряда на $C1$ ограничивается величиной 12 В/мкс, что определяется верхней частотой операционного усилителя. Для получения заряда $q_p = 10$ пКл в течение 80 нс усилитель $K1$ должен обеспечивать нарастание выходного напряжения со скоростью 2,5 В/мкс. Однако максимальная выходная частота импульсов составляет 5 МГц и определяется способностью компаратора $K2$ срабатывать непосредственно после запуска.

Компаратор $K2$ имеет опорное напряжение 200 мВ и напряжение петли гистерезиса около 10 мВ. Длительность выходных импульсов компаратора около 100 нс. Температурная нестабильность разрядных импульсов определяется в основном зависимостью от температуры параметров токостабилизирующего транзистора $T1$ и составляет около 0,2%/°С.

Электронный гальванометр с диапазонами входного тока от 0,3 нА до 3 мкА показан на рис. 3-20. Преобразователь тока в частоту построен по схеме рис. 3-4. Формирование разрядного импульса по длительности осуществляется при помощи специального высокостабильного тактового генератора *ГТИ*. Так как этот же генератор используется для задания времени счета выходных импульсов преобразователя счетчиком *Сч*, то дрейф его частоты компенсируется. При частоте выходных импульсов до 20 кГц погрешность линейности преобразования не более 0,01%, а дрейф нулевого уровня за 1 ч не превышает 0,01% предела измерения [43].

Рис. 3-20. Схема цифрового гальванометра с формированием разрядного импульса при помощи стабильного генератора

Чтобы запустить триггер, импульс от генератора *ГТИ* должен пройти через диодный ключ на диоде *Д4*, который управляется выходным напряжением пороговой схемы на транзисторе *Т2*. После срабатывания триггера следующий импульс от генератора *ГТИ* возвращает его в исходное состояние, которое поддерживается до отпирания диода *Д4* выходным напряжением пороговой схемы.

меньше. В результате для компенсации входного тока требуется большее число импульсов в единицу времени. Это возрастание частоты импульсов компенсируется соответствующим уменьшением времени счета, так как оно задается определенным числом импульсов от ГТИ, поэтому полное число импульсов остается неизменным.

В преобразователе использован операционный усилитель с входным каскадом на полевых транзисторах с $p-n$ -переходом. Ток смещения, приведенный ко входу усилителя, составляет 10 нА. Для компенсации тока смещения используется регулируемый резистивный источник тока на резисторах $R16$, $R17$ и $R18$. Кроме того, имеется компенсатор напряжения смещения, не показанный на схеме.

Транзистор $T2$ пороговой схемы инвертирует выходной сигнал интегратора, так что он оказывается в нужной полярности, для того чтобы диод $D4$ ключевой схемы имел бы обратное смещение. Когда напряжение на выходе интегратора достигнет 0,75 В, транзистор $T2$ отпирается, обратное смещение с диода $D4$ снимается и ключ отпирается для пусковых импульсов от ГТИ к триггеру. Частота тактовых импульсов на различных диапазонах измерения имеет значение 2 кГц и 10 кГц. Счетчик импульсов может соединяться с преобразователем при помощи кабеля. Для подключения кабеля предусмотрен эмиттерный повторитель на транзисторе $T5$.

Схема преобразователя тока в частоту с закорачиванием накопительного конденсатора приведена на рис. 3-21. Опорное напряжение $E = 8$ В создается током, протекающим через стабилитрон $D1$. В цепи стока транзистора $T1$, являющегося усилителем тока, включен накопительный конденсатор $C1$, а последовательно с ним компенсирующее сопротивление $R1$. Когда напряжение на накопительной цепи сравняется с опорным напряжением E , срабатывает пороговое устройство на транзисторе $T2$, собранное по схеме блокинг-генератора. Выходной импульс пороговой схемы с коллекторной нагрузки $T2$ поступает на ключевую схему, собранную на транзисторе $T3$, по схеме заторможенного блокинг-генератора [42].

Ключевой транзистор $T3$ находится в открытом состоянии до тех пор, пока не произойдет разряд накопительного конденсатора

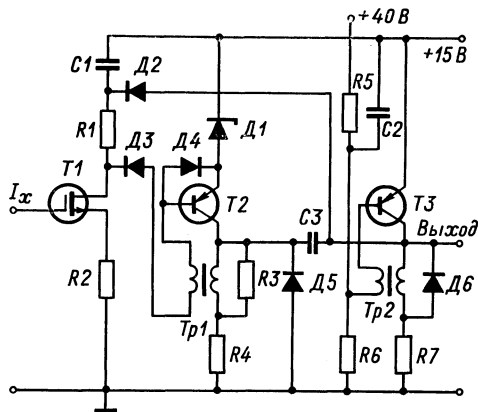


Рис. 3-21. Схема преобразователя тока в частоту с закорачиванием накопительного конденсатора

$C1$ через диод $D2$ и промежуток коллектор—эмиттер транзистора $T3$. Выходные импульсы преобразователя снимаются с коллекторной нагрузки транзистора $T3$.

При емкости накопительного конденсатора $C1 = 10$ нФ и частоте выходных импульсов от 1 Гц до 1 кГц диапазон входных токов лежит в пределах от 1 нА до 1 мкА. Погрешность преобразователя не превышает 0,1%.

При сравнительно низких частотах преобразования используются электромеханические контактные ключи для закорачивания накопительного конденсатора. Наиболее часто для этой цели применяются герметизированные контакты — герконы.

Схема гальванометра с разрядом накопительного конденсатора при помощи геркона показана на рис. 3-22. Гальванометр состоит

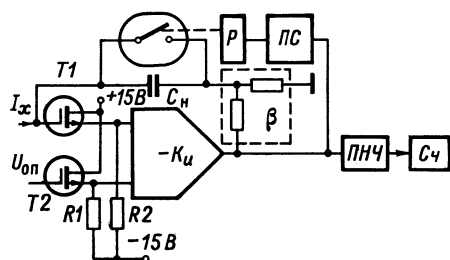


Рис. 3-22. Схема цифрового гальванометра с разрядом накопительного конденсатора при помощи геркона

из интегрирующего усилителя $K1$ с входным каскадом на полевом транзисторе $T1$ с изолированным затвором, пороговой схемы $ПС$, геркона P и преобразователя напряжения в частоту импульсов $ПНЧ$ [37].

Входной ток I_x , заряжающий накопительный конденсатор C_n , доводит с течением времени выходное напряжение интегратора до максимального значения 10 В. В результате срабатывания поро-

говой схемы происходит включение геркона, контакты которого замыкают накопительный конденсатор C_n и происходит сброс накопленного заряда. После этого процесс накопления повторяется.

Время замыкания и размыкания контактов геркона составляет примерно 1 мс, а максимальная частота замыкания не превышает 200 Гц. Так как низкая рабочая частота геркона не позволяет получить высокий коэффициент преобразования и обеспечить необходимую разрешающую способность, то преобразователь напряжения в частоту ПНЧ, следующий за интегратором, работает как дифференцирующее устройство и его выходное напряжение, пропорциональное мгновенному значению входного тока, затем преобразуется в соответствующую частоту выходных импульсов. При этом линейно растущее выходное напряжение интегратора

$$u_c = \frac{1}{C_n} \int I_x dt$$

после дифференцирования дает

$$I_x = C_n \frac{du_c}{dt} \approx C_n \frac{\Delta U_c}{\Delta t}.$$

В преобразователе напряжения в частоту принято значение порога $\Delta U_c = 10$ мВ, поэтому выходная частота импульсов

$$f = \frac{1}{\Delta t} = I_x / C_n \Delta U_c.$$

При принятой в схеме предельной чувствительности по току $6 \cdot 10^{-14}$ А и минимальной частоте импульсов 100 Гц накопительная емкость должна быть $C_n = 0,06$ пФ. Так как получить столь малое значение накопительной емкости практически невозможно, то в схеме использован активный делитель в цепи обратной связи с коэффициентом передачи $\beta = 1/16$. При этом эффективное значение накопительной емкости будет равно $C_{н.э} = C_n \beta$, что позволяет использовать в качестве C_n отрезок коаксиального кабеля с тефлоновым диэлектриком, имеющий емкость, равную 1 пФ. Точная подстройка эффективной емкости производится регулировкой коэффициента обратной связи β .

Разряд накопительного конденсатора производится через каждые 1000 выходных импульсов, т. е. через 1000 ступеней по 10 мВ. Особое внимание обращалось на выбор геркона, имеющего минимальные емкости и токи утечки. Практически было установлено, что герконы с разными длинами контактных пластин, заключенными в латунный экран, позволяют обеспечить токи утечки менее 0,01 пА. При этом короткая контактная пластина подключалась ко входу интегрирующего усилителя.

Так как при сбросе заряда накопительного конденсатора преобразователь напряжения в частоту выдает группу импульсов, то в гальванометре предусмотрена бланкирующая схема, которая вырабатывает импульс длительностью 500 мкс и запирает на время сброса счетчик импульсов. Попадание бланкировочных импульсов на время измерения частоты выходных импульсов вносит дополнительную погрешность. При максимальной скорости срабатывания геркона время подсчета импульсов составляет 5 мс и погрешность, вносимая импульсами бланкирования, имеет величину около 10%.

Преобразователь тока в частоту с периодическим замыканием накопительного конденсатора показан на рис. 3-23, а. Входной ток I_x через усилитель тока K_i заряжает накопительный конденсатор C_n . Компенсация времени разряда производится резистором r_s . Выходное напряжение зарядной цепи подводится к пороговой схеме ПС, которая управляет транзисторными ключами Кл4 и Кл2. Ключи Кл1 и Кл2 разомкнуты, когда напряжение U_3 на зарядной цепи меньше суммы опорного напряжения $U_{оп}$ и напряжения срабатывания U_n пороговой схемы. Когда выходное напряжение U_3 превысит $(U_{оп} + U_n)$ замыкаются ключи Кл1 и Кл2. Это приводит к замыканию накопительного конденсатора и источника опорного напряжения [41].

Благодаря относительно большому разрядному току время разряда t_p достаточно мало. Когда напряжение U_3 станет равным не-

которому значению U_2 , срабатывает ключ $K_{л2}$ и размыкает источник опорного напряжения. Ключ $K_{л1}$ срабатывает с задержкой при напряжении на конденсаторе, равном $U_{с\text{ мин}}$. В результате размыкается конденсатор C_H и начинается процесс его заряда. Частота выходных импульсов определяется формулой

$$F = \frac{K_i I_x}{C_H (U_{с\text{ макс}} - U_{с\text{ мин}})}.$$

Принципиальная схема преобразователя приведена на рис. 3-23, б. Усилитель тока построен на двух транзисторах $T1$ и

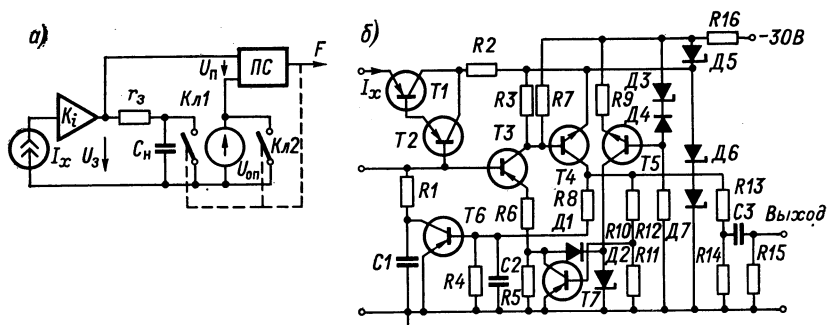


Рис. 3-23. Структурная схема преобразователя тока в частоту с периодическим замыканием накопительного конденсатора (а) и принципиальная схема (б)

$T2$ по схеме Дарлингтона. Накопительный конденсатор $C1$ имеет очень малую утечку и достаточно низкий температурный коэффициент емкости.

Источник опорного напряжения выполнен на стабилитроне $D2$ с температурной компенсацией диодом $D1$. Опорный стабилитрон $D2$ питается от источника постоянного тока на транзисторе $T5$ с температурно-компенсированным стабилитроном $D3$.

Пороговая схема, выполненная на транзисторах $T3$ и $T4$, управляет ключами на транзисторах $T6$ и $T7$. Когда напряжение база—эмиттер транзистора $T3$ становится больше порогового напряжения, срабатывают ключи на транзисторах $T6$ и $T7$.

Разрядный ток накопительного конденсатора устанавливается сопротивлением $R8$. Задержка в срабатывании ключа $T6$, обусловленная зарядом емкости $C2$, обеспечивает достаточно малое напряжение насыщения транзистора $T3$. Выходное напряжение, поступающее с делителя на сопротивлениях $R13$, $R14$ через дифференцирующую цепь $C3$ — $R15$, имеет вид импульсов с напряжением 2 В и длительностью 5 мкс.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ГАЛЬВАНОМЕТРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

4-1. Методы измерения больших сопротивлений

Электронные гальванометры получили очень широкое распространение при измерении больших сопротивлений. Электрическое сопротивление среды является очень важной величиной, характеризующей способность проводящей среды между электродами препятствовать протеканию тока через нее. Его вычисление в общем случае можно осуществить, исходя из уравнения закона Ома: $R = E/I$. В некоторых случаях, например в случае заземлений, в проводящую среду погружается только один электрод. В этом случае второй электрод можно представить себе удаленным в бесконечность. Тогда сопротивление среды между данным электродом и бесконечно удаленным электродом называют сопротивлением растеканию тока, или просто сопротивлением растекания.

Сопротивление среды зависит от формы и размеров электродов и от электрических свойств самой среды. Свойства среды характеризуются удельным сопротивлением, которое зависит от материала и физического состояния вещества и определяет способность вещества проводить электрический ток. В общем случае удельное сопротивление зависит от напряженности электрического поля, однако для широкого класса веществ эта зависимость весьма незначительна.

Очень большим удельным сопротивлением обладают диэлектрики. Электропроводность диэлектриков в значительной степени зависит от внешних условий. Для одних диэлектриков проводимость обусловлена наличием некоторого числа свободных электронов, вырванных под влиянием тех или иных внешних воздействий (в том числе и достаточно сильного электрического поля) из молекул вещества (проводники с электронной проводимостью). У большинства же диэлектриков имеет место электролитическая диссоциация, в результате которой образуются свободные ионы (проводники с ионной проводимостью).

В сильных электрических полях токи утечки в диэлектриках могут достигать заметных величин. У большинства изотропных диэлектриков удельное сопротивление почти не зависит от плотности тока. Однако благодаря малой теплопроводности диэлектриков тепло, выделяемое при протекании тока, не успевает отводиться в окружающее пространство и нагревает их. При этом удельное сопротивление диэлектриков с ионной проводимостью с ростом температуры уменьшается. При сильном разогреве диэлектрика возможен тепловой пробой.

Аналогичные явления имеют место при радиоактивном облучении диэлектрика. В результате облучения диэлектрик теряет свои свойства и становится ионным проводником. Возрастание тока сопровождается нагревом, что приводит к тепловому пробую.

Очень сильное влияние на величину удельного сопротивления диэлектриков оказывает неоднородность их структуры, поэтому удельное сопротивление диэлектриков колеблется в широких пределах и не может быть определено с такой точностью, как для металлических проводников.

Для диэлектриков, применяемых с целью изоляции, наряду с обычным удельным сопротивлением, характеризующим протекание тока через объем диэлектрика и поэтому называемым обычно объемным удельным сопротивлением, большую роль играет так называемое поверхностное сопротивление. Поверхностное сопротивление зависит от чистоты поверхности и характеризует ток проводимости, который проходит по тонкому слою поверхности диэлектрика.

Для измерения больших сопротивлений разработано много различных методов и схем. Первые методы измерения сопротивлений, основанные на

законе Ома, не позволяли измерять большие сопротивления из-за низкой чувствительности приборов, измеряющих малые токи.

В 1841 г. Поггендорф предложил компенсационный метод сравнения э. д. с., который позднее был использован для измерения сопротивлений методом сравнения. Развитие мостового метода было сделано в трудах английских физиков Витстона и Томсона.

В настоящее время в связи с широким развитием работ по созданию новых электроизоляционных материалов приборы для измерения высоких сопротивлений (тераомметры) получили широкое распространение.

Методы и приборы для измерения больших сопротивлений можно разделить по принципу действия, назначению и основным характеристикам. По принципу действия все измерительные схемы можно объединить в пять групп: 1) схемы с источниками малых токов,

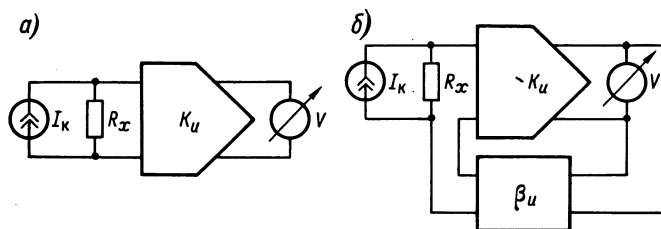


Рис. 4-1. Схемы измерения больших сопротивлений с источниками малых токов: а — с измерительным усилителем напряжения; б — с автокомпенсатором

2) схемы с источниками напряжений, 3) схемы с использованием заряда и разряда конденсатора, 4) компенсационные схемы и 5) мостовые схемы.

По назначению приборы и методы измерения больших сопротивлений можно разделить на несколько больших групп: 1) для измерения высокоомных резисторов, 2) для измерения сопротивления изоляции конденсаторов, 3) для измерения удельных объемного и поверхностного сопротивлений диэлектриков, 4) для измерения сопротивлений тонких пленок и других целей. Некоторые методы пригодны для измерения характеристик различных объектов.

Ограничениями в применении того или иного метода могут служить такие факторы, как изменяющееся напряжение на испытуемом объекте, большое время измерения, отсутствие прямого показания, возможность применения трехэлектродной схемы и др. В некоторых случаях измерение сопротивления должно производиться при малом напряжении на объекте.

В измерительных схемах с источниками малых токов (рис. 4-1, а) калиброванный ток I_k , протекая по измеряемому сопротивлению R_x , создает на нем падение напряжения U_x , которое линейно зависит от величины сопротивления: $U_x = I_k R_x$. Измерение напряжения на сопротивлении R_x может также производиться электрометрическим вольтметром со звеном обратной связи β_u , имеющим

высокое входное сопротивление и не шунтирующим измерительную цепь (рис. 4-1, б).

Погрешность измерения сопротивлений по этому методу определяется погрешностями δ_k калиброванного источника тока и δ_z электрометрического вольтметра: $\delta_c = \delta_k + \delta_z$. Для измерения напряжения на измеряемом сопротивлении можно также использовать автокомпенсационный электрометрический усилитель с последовательной отрицательной обратной связью.

Преимуществом схем с источниками малых токов являются: высокая чувствительность, широкий диапазон измеряемых сопротивлений, прямая шкала выходного прибора. К недостаткам таких схем относятся: изменяющееся напряжение на измеряемом сопро-

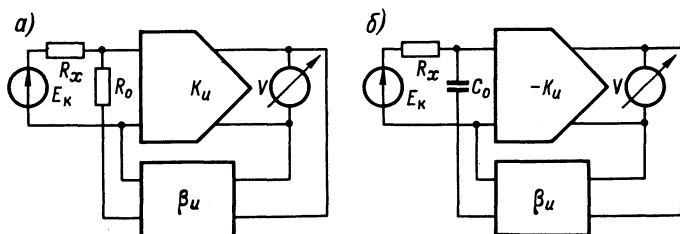


Рис. 4-2. Схемы измерения больших сопротивлений с источниками напряжения: а — с образцовым резистором; б — с образцовым конденсатором

тивлениям, сложность регулировки и калибровки источников малых токов, необходимость использования электрометров с весьма высоким входным сопротивлением.

В измерительных схемах с источником постоянного напряжения E_k измеряется ток $I_x = E_k/R_x$ в цепи измеряемого сопротивления R_x . Измерение тока производится электронным гальванометром. Для питания схем применяются стабилизированные выпрямители или аккумуляторы.

Блок-схема тераомметра с измерением тока при помощи автокомпенсационного гальванометра приведена на рис. 4-2, а. Напряжение стабилизированного источника E_k прикладывается к измеряемому резистору R_x , последовательно с которым включен электронный гальванометр постоянного тока, состоящий из усилителя K_u , звена обратной связи β_u и образцового резистора R_0 . При достаточно большом коэффициенте усиления влияние входного сопротивления гальванометра на ток в цепи измеряемого сопротивления оказывается незначительным.

В некоторых случаях для повышения чувствительности при измерении больших сопротивлений используются интеграторы тока (рис. 4-2, б). Интеграторы тока требуют значительного времени на проведение измерения и очень часто последующих вычислений для получения конечных результатов.

Измерительные схемы, использующие заряд и разряд конденсатора, пригодны для измерения сопротивлений выше 10^9 Ом, при которых процессы заряда и разряда протекают достаточно медленно (более 50 с). В таких схемах образцовый конденсатор C_0 , предварительно заряженный до определенного напряжения U_0 , разряжают через измеряемое сопротивление R_x . О величине сопротивления можно судить либо по заряду Δq , оставшемуся на конденсаторе через некоторое время Δt , либо по времени, необходимому для достижения на конденсаторе напряжения заранее заданной величины.

Схема тераомметра с конденсатором переменной емкости приведена на рис. 4-3, а. При разряде конденсатора C_0 через измеряемое сопротивление R_x ток разряда I_p поддерживается постоянным посредством изменения емкости

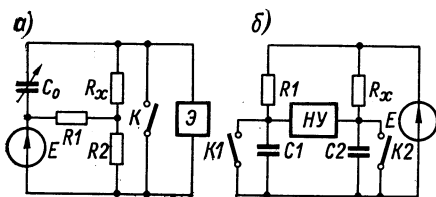


Рис. 4-3. Схемы измерения больших сопротивлений, использующие заряд и разряд образцового конденсатора: а — с переменной емкостью; б — мостовая с двумя емкостями

Рис. 4-3, б. В этой схеме перед началом измерений оба конденсатора разряжаются посредством ключей $K1$ и $K2$. При одновременном размыкании ключей оба конденсатора начинают разряжаться. Регулируя емкости конденсаторов $C1$, $C2$ и сопротивление резистора $R1$ так, чтобы нулевой индикатор HU не давал отклонений, получим величину измеряемого сопротивления $R_1 = R_x C_2 / C_1$.

Конденсаторные методы обладают низкой производительностью и не позволяют обнаружить дефекты сопротивления, так как измеряется усредненное значение сопротивления за промежуток времени Δt .

средством изменения емкости C_0 таким образом, что $dC_0/dt = \text{const}$. Перед началом измерений ключ K , шунтирующий электрометр \mathcal{Z} , замкнут, и образцовый конденсатор переменной емкости C_0 заряжен до напряжения $U_0 = R_2 E / (R_1 + R_2)$. По измеряемому сопротивлению протекает ток $I_x = U_0 / R_x$.

Измерение начинается при размыкании ключа K , причем конденсатор C_0 разряжается через измеряемое сопротивление

Конденсаторные методы обладают низкой производительностью и не позволяют обнаружить дефекты сопротивления, так как измеряется усредненное значение сопротивления за промежуток времени Δt .

В компенсационных схемах производится сравнение напряжений или тока в измеряемом и образцовом резисторах при питании их от источников тока или напряжения. В схемах с источниками напряжения (рис. 4-4, а) производится сравнение токов в измеряемом и образцовом резисторах. Ток в нулевом индикаторе определяется выражением

$$I_y = \frac{U_1 R_o - U_2 R_x}{R_x R_o + R_y R_o + R_x R_y}.$$

При равновесии схемы $I_y = 0$ и, следовательно, $R_x = R_o U_1 / U_2$. Таким образом, измеряемое сопротивление R_x определяется путем сравнения с образцовым R_o , а мерой сравнения служит отношение напряжений на этих сопротивлениях. Преимуществом такой схемы

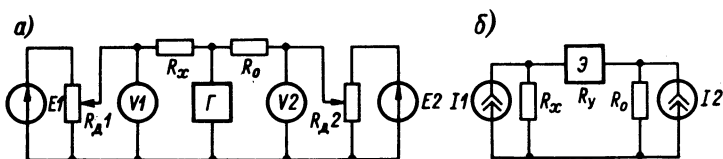


Рис. 4-4. Компенсационные схемы измерения больших сопротивлений: а — с источниками напряжения; б — с источниками тока

является возможность измерения сопротивления при определенном напряжении на нем.

В схемах с источниками тока (рис. 4-4, б) производится сравнение напряжений на измеряемом и образцовом резисторах при питании их от отдельных регулируемых источников тока. В качестве нуль-индикатора в этих схемах используется электрометрический вольтметр. Напряжение на нулевом индикаторе определяется выражением

$$U_y = \frac{I_1 R_x - I_2 R_o}{R_x + R_y + R_o} R_y.$$

При равновесии схемы $U_y = 0$ и, следовательно, $R_x = R_o I_2 / I_1$. Таким образом, аналогично схеме с источниками напряжения измеряемое сопротивление R_x определяется путем сравнения с образцовым, а мерой сравнения служит отношение токов в этих сопротивлениях.

Компенсационные схемы получили широкое распространение для измерения сопротивления диэлектриков и непроволочных резисторов в тех случаях, когда измерения должны производиться при строго определенных значениях напряжения или тока. Эти методы позволяют получить довольно низкую погрешность (до 0,1%).

Мостовые схемы измерения больших сопротивлений отличаются высокой точностью и широким диапазоном измерений. В них осу-

ществляется непосредственное сравнение измеряемого сопротивления с образцовой мерой. Наиболее широкое распространение получили четырехплечие мосты. Обычные четырехплечие мосты позволяют измерять сопротивления до 10^7 Ом, при больших сопротивлениях начинают сказываться шунтирующие влияния изоляционных деталей. Расширение пределов измерения мостов до 10^{17} Ом достигается изменением их конструкции и введением экранировок.

Наиболее простая схема моста для измерения больших сопротивлений приведена на рис. 4-5, *а*. Все элементы моста, включая гальванометр Γ и источник питания E , помещают внутри заземленного

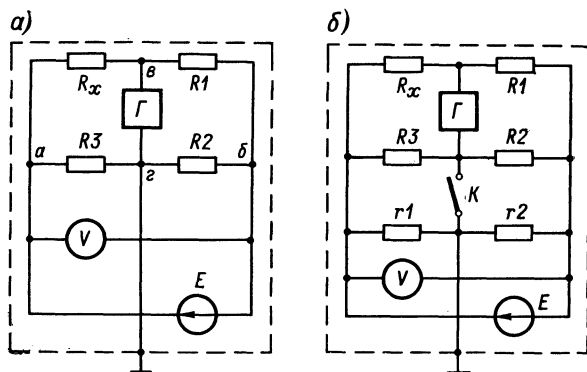


Рис. 4-5. Мостовые схемы измерения больших сопротивлений: *а* — без защитной ветви; *б* — с защитной ветвью

металлического экрана, что обеспечивает полное электростатическое экранирование мостовой цепи. Все изоляторы мостовой цепи укрепляют на экранах или на металлических панелях, электрически соединенных с экраном моста. Точка z мостовой схемы присоединяется к экрану. Металлический экран направляет токи утечки по такому пути, при котором они шунтируют только низкоомные плечи моста $R2$ и $R3$, и создает эквипотенциальную защиту высокоомных плеч R_x и $R1$.

В качестве образцового плеча сравнения $R1$ используют высокоомные меры сопротивления из манганинового провода или из непроволочных резисторов. С ростом номинального значения сопротивления меры погрешность возрастает. В качестве высокоомных мер в настоящее время применяются меры «звездочки».

При равновесии моста, когда напряжение или ток в нулевом индикаторе равны нулю, выполняется соотношение $R_x = R1/K$, где $K = R2/R3$. Напряжение на измеряемом сопротивлении $U_x = E/(1 + K)$.

К недостаткам мостового метода относится невозможность установления заданного напряжения на измеряемом резисторе. Это

напряжение может быть вычислено или измерено только после уравнивания моста.

Для снижения погрешности от влияния токов утечки через изоляторы плеч моста применяются четырехплечие мосты с защитной ветвью (рис. 4-5, б). При уравнивании такого моста ключ K попеременно замыкается и размыкается, подключая гальванометр G к экрану моста. Если замыкание и размыкание ключа не вызывает отклонения гальванометра G , то мост сбалансирован верно. Однако применение защитной ветви усложняет конструкцию моста и технику измерения.

Существенным недостатком мостовых схем является их низкая производительность из-за длительного процесса уравнивания. Верхний предел измерения моста определяется значением погрешности, которая зависит от чувствительности электронного гальванометра. При использовании интеграторов тока верхний предел измерения составляет 10^{17} Ом.

4-2. Измерение удельных объемного и поверхностного сопротивлений диэлектриков

При измерении удельных сопротивлений изолирующих материалов наиболее часто используется метод вольтметра и гальванометра. На рис. 4-6, а изображена схема измерения объемного сопротивления образца диэлектрика. Образец материала в виде плоской круглой пластины 3 зажат между двумя электродами 1 и 4, к которым подведено напряжение U через ограничительный резистор r .

Для исключения влияния тока поверхностей проводимости образца на показания электронного гальванометра G к поверхности этого образца прижат кольцеобразный охранный электрод 2, соединенный с металлическим экраном Э для исключения шунтирующего влияния токов утечки по изоляции соединительных проводников. Величина объемного сопротивления R_v определяется по показаниям вольтметра V и гальванометра: $R_v = U/I_v$. Удельное объемное сопротивление рассчитывается по формуле

$$\rho_v = \frac{\pi d_0^2}{4h} R_v; \quad d_0 = \frac{d_1 + d_2}{2}, \quad (4-1)$$

где d_1 — диаметр измерительного электрода 1; d_2 — внутренний диаметр охранный электрода; h — толщина образца.

Для измерения удельного объемного сопротивления ρ_v плоских диэлектриков ГОСТ 6433—65 рекомендует схемы, содержащие три электрода различной конструкции. Наиболее достоверные результаты получаются при нанесении электродов на образец методом распыления в вакууме серебра, золота, платины, меди или алюминия. Однако эти электроды сложны в изготовлении и требуют для изготовления дополнительного громоздкого оборудования.

Электроды, изготовленные из металлических пластин, не обеспечивают контакта с образцом по всей поверхности, что дает увеличение измеренного сопротивления в 10—100 раз. Электроды из фольги на эластичной резине также не дают полного контакта с образцом. Притирание фольги на вазелине или припрессовка с нагревом часто приводят к большим погрешностям за счет шунтирования входных цепей прибора поверхностным сопротивлением. Применение различных токопроводящих паст, суспензий, графитов и порошков очень трудоемко и нетехнологично.

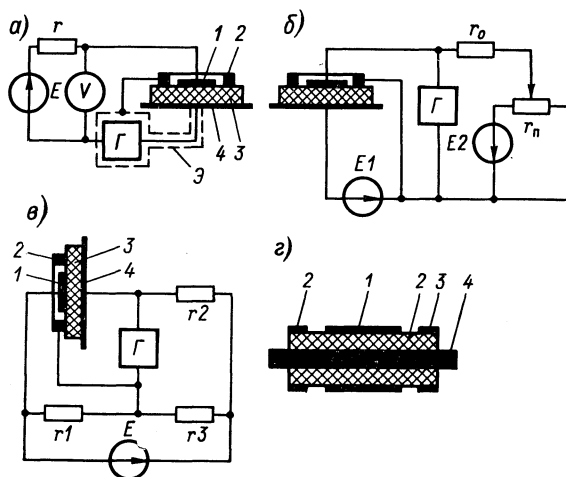


Рис. 4-6. Схемы измерения объемного сопротивления: а — трехэлектродная; б — компенсационная; в — мостовая; г — с кольцевыми электродами

Величина зазора между измерительным и охранным электродами для трехэлектродной схемы измерения по ГОСТ 6433—65 устанавливается равной 2 мм. В стандартах США эта величина составляет 6,4 мм, в стандарте Японии величина зазора увеличена до 10 мм. Такое расхождение в стандартах приводит к несопоставимости результатов измерения удельных сопротивлений одних и тех же диэлектриков. Кроме этого, достоверность измерений зависит от величины приложенного напряжения между измерительным и охранным электродами. Так, при зазоре 2 мм и напряжении 1000 В возникает тихий разряд по воздуху, ток которого может составлять 10^{-11} А. Кроме того, малые зазоры легко перекрываются пылинками, имеющими низкое сопротивление.

Измерение объемного сопротивления может также производиться по компенсационной схеме рис. 4-6, б. При этом объемное сопротивление испытуемого диэлектрика сравнивается с сопротивлением образцовой меры r_0 . Питание схемы сравнения производится от источников $E1$ и $E2$.

Трехполюсная схема включения электродов может использоваться и в мостовом методе. На рис. 4-6, в показано включение электродов в четырехплечий мост с плечами, образованными сопротивлениями r_1 , r_2 , r_3 и измеряемым образцом. При этом измеряются напряжение и ток между электродами 1 и 4, а охранный электрод 2 подключается к точке схемы, имеющей потенциал, равный потенциалу электрода 4.

Следует отметить, что четырехплечий мост для измерения удельных сопротивлений может применяться тогда, когда сопротивление между электродами 1 и 2 не менее 10^{10} Ом. Это условие существенно ограничивает возможности использования четырехплечих мостов. Компенсационный метод свободен от этого недостатка.

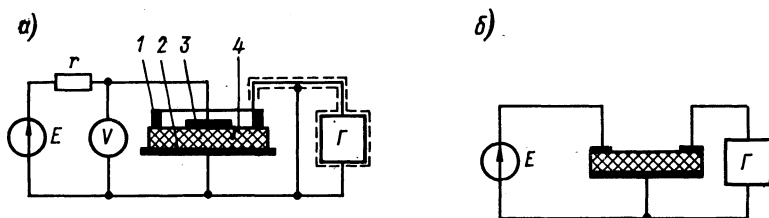


Рис. 4-7. Схемы измерения поверхностного сопротивления: а — с дисковыми электродами; б — с линейными электродами

При измерении объемного сопротивления электрической изоляции могут использоваться образцы в виде цилиндра, как показано на рис. 4-6, г. В этом случае охранные электроды выполняются в виде колец 2, один измерительный электрод — в виде полого цилиндрического проводника 1, другой — в виде сплошного цилиндрического проводника 4.

Измерение удельных поверхностных сопротивлений может производиться по трехэлектродной схеме, изображенной на рис. 4-7. В этом случае охранный электрод 1 играет роль рабочего электрода, а измерительный электрод 4 выполняет функции охранный электрода, так как он исключает влияние тока объемной проводимости на показания гальванометра Г. Назначение остальных элементов такое же, как в схеме рис. 4-6, а. Поверхностное сопротивление определяется по формуле $R_s = U/I_s$. Удельное поверхностное сопротивление плоских образцов рассчитывается по формуле

$$\rho_s = \frac{\pi(d_2 + d_1)}{d_2 - d_1} R_s, \quad (4-2)$$

где d_1 и d_2 имеют тот же смысл, что и в формуле (4-1).

Если β_s определяется для гидрофильных диэлектриков, то поверхностный ток I_s оказывается значительно больше объемного и погрешность измерения таким способом незначительна. Для гидрофобных диэлектриков измеренный ток I_s содержит значительную

часть объемного тока I_v и погрешность измерения может иметь значительную величину.

Иногда для измерения поверхностного тока применяют прямолнейные электроды, рекомендуемые ГОСТ 6433—65 (рис. 4-7, б). Для снижения погрешности измерение β_s производится при различной форме и размерах электродов. При определении β_s можно также использовать различную зависимость R_s и R_v от размеров образца:

$$R_v/R_s = P/S,$$

где P — периметр площади S соприкосновения электродов с образцом.

Широкое развитие пленочной технологии изготовления интегральных схем и ферритовых устройств привело к необходимости

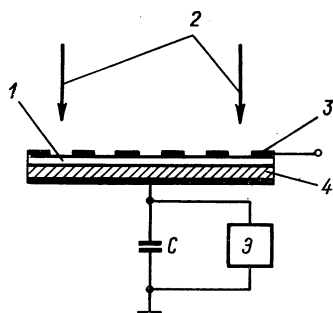


Рис. 4-8. Схема измерения сопротивления тонких пленок

измерения удельного сопротивления весьма тонких пленок (до 1 мкм). Измерение сопротивления тонких пленок обычно производится двухэлектродным методом. Основная сложность измерения заключается в создании надежного контакта электродов с поверхностью пленки и сохранении ее целостности.

Наиболее перспективными при измерении сопротивления тонких пленок являются электроды из полупроводящих пластиков и резин. Некоторые виды таких электродов могут работать до температур 300—500° С.

Надежный контакт электродов с пленкой обеспечивается при давлении около 40 кПа, что удовлетворяет требованиям ГОСТ 10405—63.

Для измерения сопротивления тонких пленок можно применить бесконтактный метод. Схема измерения приведена на рис. 4-8. Электронный луч 2, действующий на незаряженную пленку 1, переносит заряд q . Величина перенесенного заряда определяется по напряжению на внешнем конденсаторе C , подключенном к подложке 4 электрометром Э. После заряда пленки электронный луч выключается и измеряется ток между металлическим электродом 3 и кремниевой подложкой 4.

Подложка представляет собой кремниевую пластину низкого сопротивления, которая термически окислена на глубину около 7000 Å. Исследуемая тонкая пленка наносится на подложку методом напыления. На пленку через соответствующую маску напыляются золотые электроды. Устройство позволяет измерять сопротивление пленок от 10^{11} до 10^{16} Ом.

4-3. Приборы и установки для измерения больших сопротивлений

Рассмотрим некоторые приборы и установки для измерения больших сопротивлений. В СССР разработкой таких приборов занимаются некоторые метрологические и научно-исследовательские организации: ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, ВНИИФТРИ (ст. Крюково), ВНИИНаучприбор (г. Ленинград), СКБ завода «Микропровод» и другие. За рубежом разработкой и выпуском приборов для измерения больших сопротивлений занимаются ведущие фирмы

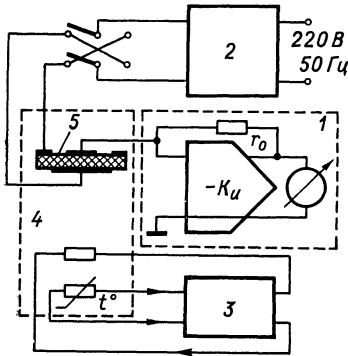


Рис. 4-9. Схема измерительной установки типа ИСТ-1

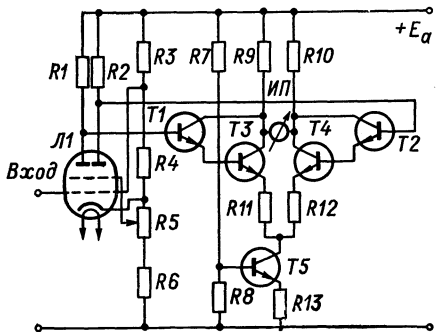


Рис. 4-10. Схема электронного гальванометра установки типа ИСТ-1

электроизмерительного и научного приборостроения: Хьюлетт—Паккард (США), Кейтли (США), Такеда Рикен (Япония), Родэ и Шварц (ФРГ), Статрон (ГДР) и многие другие.

По назначению эти приборы и установки делятся на измерители сопротивления диэлектриков, испытатели изоляции конденсаторов и приборы широкого назначения, которые комплектуются измерительными камерами.

Установка для измерения сопротивления твердых диэлектриков типа ИСТ-1 предназначена для измерения удельных объемного и поверхностного сопротивлений твердых диэлектриков в интервале температур от -60 до $+400^{\circ}\text{C}$. Установка может использоваться при производстве резины, стекла, керамики, синтетических материалов, в кабельной промышленности, при производстве полупроводников и т. п. Технические характеристики установки приведены в табл. 4-1.

Установка работает по методу измерения тока в цепи с исследуемым диэлектриком при подаче на него испытательного напряжения. Она состоит (рис. 4-9) из измерительного блока 1, источника стабилизированного напряжения 2, блока автоматической регули-

Основные характеристики приборов для

Основные параметры	ИСА-1	ИСА-2
Пределы измерения сопротивления, Ом	$10^6—5 \cdot 10^{16}$	$10^6—5 \cdot 10^{16}$
Пределы измерения удельного объемного сопротивления, Ом	$5 \cdot 10^6—5 \cdot 10^{18}$	$5 \cdot 10^6—5 \cdot 10^{18}$
Пределы измерения удельного поверхностного сопротивления, Ом	$2 \cdot 10^7—10^{18}$	$2 \cdot 10^{17}—10^{18}$
Погрешность, %	2—25	2—25
Испытательное напряжение, В	1—1000	1—500
Размеры электродов, мм	10; 50	10; 50

ровки температуры 3 и термостата 4, в котором помещается исследуемый образец 5.

Высоковольтная часть представляет собой стабилизированный источник напряжения с делителем, предназначенный для подачи измерительного напряжения на испытуемый образец. Источник включает в себя стабилизатор переменного напряжения, двухполупериодный выпрямитель и стабилизатор постоянного напряжения. Делитель измерительного напряжения обеспечивает подачу на испытуемый образец напряжения от 10 до 1000 В.

Измерительная часть, кроме электронного гальванометра, включает в себя компенсирующее устройство и источник опорного напряжения. Электронный гальванометр построен по автокомпенсационной схеме. Входной каскад его собран на двойной электрометрической лампе типа ЭМ-6. Упрощенная схема гальванометра показана на рис. 4-10. С выхода электрометрического каскада на лампе Л1 сигнал поступает на вход балансного усилителя на транзисторах Т1—Т5, который имеет малый дрейф нулевого уровня. Для увеличения коэффициента усиления используются составные транзисторы. Показывающий прибор ИП включен между коллекторами транзисторов Т3—Т4 балансного каскада.

Компенсирующее устройство предназначено для компенсации ступенями через 50 мВ части напряжения, поступающего на вход электрометрической лампы, и представляет собой делитель напряжения, питаемый от источника опорного напряжения 1100 мВ. Температурный коэффициент опорного напряжения не превышает 0,06% на каждые 10°C .

Регулировка и поддержание температуры в измерительной камере осуществляются с помощью блока автоматической регулировки температуры (АРТ) путем периодического включения и выключения нагревателя при испытании образцов в диапазоне температур от $+20$ до $+400^\circ\text{C}$ или с помощью электромагнитного клапана, регулирующего подачу азота для охлаждения камеры

измерения высоких сопротивлений

ИСТ-1	ИСТ-3	ИСИП-1	ЕК6-11	Тералин-3
10^6 — 10^8	10^5 — 10^{17}	10^5 — 10^{15}	$3 \cdot 10^7$ — 10^{16}	10^5 — 10^{16}
$5 \cdot 10^6$ — 10^{18}	10^5 — 10^{19}	10^7 — 10^{18}	—	—
$2 \cdot 10^7$ — $8 \cdot 10^{17}$	10^5 — 10^{18}	—	—	—
2—20	0,5—10	3—10	2—10	3—4
1—1000	1—1000	1—100	2,5—1000	1—1000
10; 50	10; 50	25	—	—

криостата. Основной частью блока регулирования является четырехплечий мост, в одно плечо которого включен термодатчик. При разбалансе моста вследствие изменения сопротивления термодатчика возникает напряжение, которое после фазочувствительного усилителя управляет нагревателем. В качестве термодатчика использован проволочный термометр сопротивления.

Внутри термокамеры расположен столик для образца, являющийся нижним электродом. Измерительный электрод состоит из стержня с изоляцией из фторопласта и съемного плоского электрода диаметром 10 или 50 мм. Охранный электрод состоит из контактной трубки и кольца с наружным диаметром соответственно 18 или 74 мм. Контакт образца с электродами осуществляется путем поджатия рабочего столика подающим механизмом с усилием, обеспечивающим прижатие электродов к испытываемому образцу с давлением 10 кПа. Блок электродов вместе с испытываемым образцом окружен металлическим экраном, внутри которого расположены нагреватель и термодатчик. На задней стенке камеры расположена крыльчатка для обеспечения равномерного обогрева рабочего объема камеры.

Охлаждение камеры производится с помощью жидкого азота, поступающего в камеру через питатель из сосуда Дьюара. Питатель представляет собой клапанный механизм, управляемый электромагнитом. При включении нагревателя питателя испаряющийся азот по трубопроводу поступает в камеру и равномерно распределяется по всему объему камеры с помощью кольцевого распылителя. Электромагнитный клапан прекращает доступ паров азота в камеру. В этом случае азот испаряется через дренажное отверстие в атмосферу.

Установка типа ИСТ-3 предназначена для измерения удельных объемного и поверхностного сопротивлений образцов твердых плоских изоляционных материалов и электрических сопротивлений в диапазоне температур от -60 до $+400^\circ\text{C}$. Установка может

работать при температуре окружающей среды от $+10$ до $+35^{\circ}\text{C}$, относительной влажности до 80%, атмосферном давлении 100 кПа, отсутствии механических вибраций, сильных электрических и магнитных полей. Основные характеристики установки приведены в табл. 4-1.

Измерение сопротивлений при помощи установки типа ИСТ-3 производится по мостовому методу. В установке использована трехзажимная схема четырехплечего моста (рис. 4-11). Мост уравнивается путем подбора необходимого сопротивления плеч R_0 , R_1 и регулировкой магазина R_m . При этом измеряемое сопротивление определяется выражением $R_x = R_0 R_1 / R_m$.

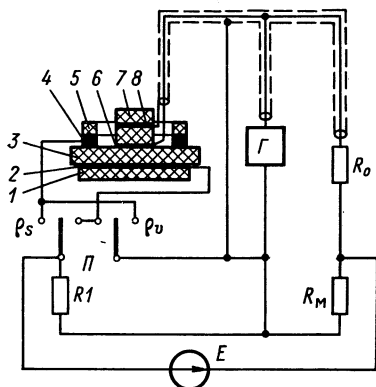


Рис. 4-11. Схема измерительной установки типа ИСТ-3

Для уменьшения токов утечки во входной цепи применена эквипотенциальная защита. Экранировка всех узлов моста позволяет ослабить электромагнитные и электростатические наводки. Так как в качестве сопротивлений плеч моста использованы непроволочные резисторы, обладающие сильной температурной зависимостью, то в приборе предусмотрена возможность их калибровки. В качестве гальванометра Г применен серийный электромметр типа ЭД-05М.

Испытуемый образец диэлектрического материала 3 помещается в рабочий объем термостата, внутри которого температура может поддерживаться в пределах от -60 до $+400^{\circ}\text{C}$. Погрешность поддержания температуры в термостате составляет 5°C . Неравномерность температурного поля в зоне нахождения образца не превышает 5°C . Нагрев термостата осуществляется от сети переменного тока, а охлаждение при помощи азота, который испаряется из сосуда Дьюара.

Блок электродов состоит из высоковольтного электрода 2, измерительного электрода 6, охранного электрода 4 и изоляторов 1, 5 и 7. Изолятор 7 измерительного электрода 6 разделен металлической прокладкой 8 на два слоя. Необходимое соотношение сопротивлений плеч моста достигается изменением сопротивлений R_1 и R_m . Выбор рода измерения удельного объемного или поверхностного сопротивлений производится при помощи переключателя П.

В плече сравнения R_0 используются непроволочные резисторы с номинальными значениями от 10^9 до 10^{13} Ом и микропроволочные резисторы с номинальными значениями 10^7 и 10^8 Ом. Питание моста производится от выпрямителя с электронной стабилизацией. Напряжение питания регулируется ступенями от 1 до 1000 В.

Измерительные электроды имеют размеры от 10 до 75 мм. Они выполнены из меди и покрыты золотом. Предусмотрена возможность использования охранных электродов с зазором в 2 мм. Необходимая сила прижатия обеспечивается соответствующим грузом, накладываемым на измерительный электрод.

Измерители сопротивлений в агрессивной среде типов ИСА-1 и ИСА-2 предназначены для измерения удельных объемного и поверхностного сопротивлений плоских электроизоляционных материалов в жидкой и газообразной агрессивных средах. Приборы работают по методу измерения тока через исследуемый образец при подаче на него испытательного напряжения. Измерение тока производится автокомпенсационным электронным гальванометром.

Прибор состоит из двух частей—высоковольтной и измерительной. Высоковольтная часть включает в себя стабилизированный выпрямитель с делителем напряжения. Выходное напряжение выпрямителя регулируется в пределах от 50 до 1000 В.

Электронный гальванометр состоит из электрометрического усилителя постоянного тока с коэффициентом усиления более 10^4 , цепи отрицательной обратной связи и выходного стрелочного прибора. Входной каскад усилителя выполнен на электрометрической лампе типа ЭМ-10. Согласование электрометрической лампы с транзисторным усилителем осуществляется при помощи полевого транзистора типа КП102. Переключение пределов измерения производится при помощи изменения резисторов в цепи обратной связи. Для калибровки этих резисторов в схему введен источник опорного тока от 10^{-7} до 10^{-10} А. Погрешность источника тока не более 0,3%.

Испытательная камера представляет собой цилиндрический замкнутый сосуд, выполненный из нержавеющей стали. Внутри камеры расположена поворотная кассета с тремя гнездами для образцов. Кассета приводится во вращение при помощи двигателя. На крышке камеры расположен блок электродов с грузом и индикатор исходного положения электродов. В днище камеры имеется подъемный механизм для перемещения подвижного столика, который, проходя через гнездо кассеты, снимает с него образец и прижимает к блоку электродов. Перемещение столика фиксируется индикатором, расположенным в нижней части камеры. Камера имеет три окна, два из которых предназначены для подсветки, а третье—для наблюдения за блоком электродов.

Для регулирования температуры в камере в днище имеется подогреватель, питаемый горячей водой от ультратермостата. Для заполнения камеры рабочей средой предусмотрены два клапана, через которые камера соединяется с заправочным баком.

Прибор типа ИСА-2 может работать со взрывоопасными средами. Для этого в нем предусмотрены искрозащищенные входные цепи и автономное питание блоков. Основные характеристики приборов приведены в табл. 4-1.

Установка типа ИСИП-1 предназначена для измерения объемного сопротивления тонких пленок в интервале температур от $+10$ до $+200^{\circ}\text{C}$. Установка также работает по методу измерения тока через испытуемый образец пленки при подаче на него напряжения.

Испытуемый образец пленки помещают в термостат, служащий для установления и поддержания необходимой температуры с точностью не менее 1°C . В качестве гальванометра используют серийный электромметр типа ЭД-05М.

Для измерения удельного сопротивления вырезают образцы пленок диаметром 90 мм, которые вкладывают во фторопластовые обоймы с электродами, установленные в термостате. Перед измерением производят разряд образца пленки и входных цепей электрометра. После этого на образец подают испытательное напряжение. При особо точных измерениях предварительно калибруют резисторы обратной связи. Время измерения одного образца пленки составляет 60 с.

Внешний корпус термостата выполнен из дюралюминия толщиной 1,5 мм, а внутренний из стали толщиной 1 мм. Между ними помещен слой изоляции толщиной 150 мм. В камере расположены измерительные электроды, выполненные из токопроводящей резины.

Мосты для измерения больших сопротивлений типов Р4052, Р4053 и Р4060 (завод «Микропровод», г. Кишинев) предназначены для измерения электрического сопротивления при изменяющемся напряжении на образце. Диапазон измеряемых сопротивлений лежит в пределах от 10 до 10^{14} Ом. Погрешность измерения на верхнем пределе не превышает 2%. В приборе типа Р4052 в качестве нуль-индикатора используется электромметр с динамическим конденсатором. В приборе Р4060 нуль-индикатор выполнен на транзисторах. Схема моста приведена в работе [14].

Тераомметры типов ЕК6-7 и ЕК6-11 построены по схеме с измерением тока в образце при помощи автокомпенсационного гальванометра. Прибор ЕК6-7 предназначен для измерения сопротивлений от 10^7 до $3 \cdot 10^{16}$ Ом, при испытательном напряжении от 1 до 1000 В. Основная погрешность измерения лежит в пределах от 4 до 10%. Электронный гальванометр состоит из усилителя на двойном электрометрическом тетраде типа ЭМ6 и двух каскадов на лампах 12Ж1Л.

Тераомметр типа ЕК6-11 предназначен для измерения сопротивления изоляции конденсаторов с постоянной времени до 10^6 с. Диапазон измеряемых сопротивлений лежит в пределах 30 МОм — 1000 ГОм. Прибор позволяет измерять сопротивление изоляции конденсаторов емкостью до 30 мкФ при испытательных напряжениях от 2,5 до 1000 В. Время одного измерения не превышает 1 мин.

В качестве гальванометра в приборе ЕК6-7 применен усилитель с динамическим конденсатором на входе и глубокой обратной связью по постоянному току. Благодаря этому возможно измерение сопротивления изоляции конденсаторов с большой постоянной времени. Прибор снабжен специальной измерительной камерой для

испытываемых конденсаторов. Для питания измерительной схемы используются батареи ртутно-цинковых элементов типа ОР2К напряжением 500 и 1000 В.

Тераомметр модели «Тералин-3» (фирма «Статрон», ГДР) предназначен для измерения сопротивления изоляции и высокоомных резисторов. Он может работать в двух режимах измерения — логарифмическом (для быстрого определения величины исследуемого сопротивления при ограниченной точности измерения) и линейном

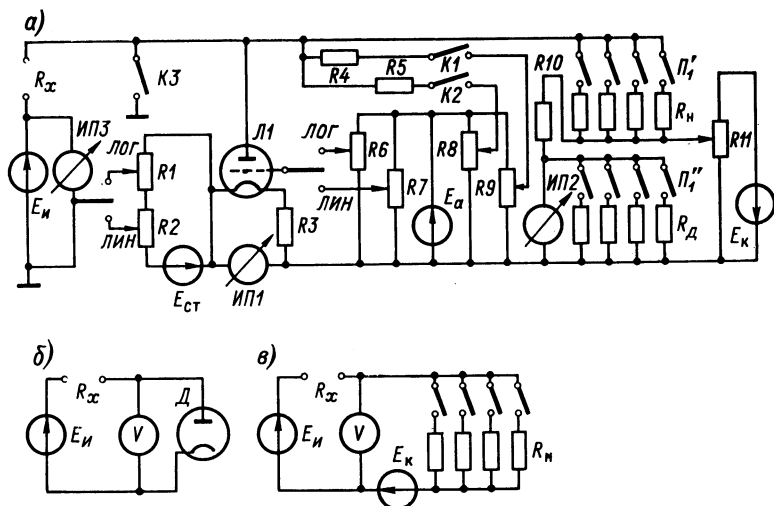


Рис. 4-12. Схемы тераомметра типа «Тералин-3»: а — упрощенная; б — для логарифмирующего режима работы; в — для линейного режима работы

(для точного измерения величины сопротивления компенсационным методом). Выбор режима измерения производится при помощи переключателя.

При измерении сопротивления компенсационным методом величина тока определяется автокомпенсационным электронным гальванометром. Применение компенсационного метода измерения позволило упростить схему прибора и повысить его точность. При этом гальванометр работает как нуль-индикатор, а его собственная погрешность и предельная чувствительность не вносят погрешности в результат измерения. Кроме того, величина входного сопротивления гальванометра не влияет на показания, так как в уравновешенном состоянии напряжение на нем равно нулю. Напряжение на образце в уравновешенном состоянии равно напряжению, снимаемому с делителя опорного напряжения и может быть сделано очень малым (менее 1 В).

Упрощенная схема прибора приведена на рис. 4-12, а. Прибор состоит из электрометрического усилителя, источника измеритель-

ного напряжения и измерительной головки. Электрометрический усилитель имеет один каскад усиления на лампе типа ДС762, работающей в обратном режиме.

Принцип работы прибора в логарифмическом режиме поясняется рис. 4-12, б. В этом случае измеряется падение напряжения от тока в образце на внутреннем сопротивлении высоковакуумного диода D в области начального тока. В качестве диода использован промежуток анод—катод электрометрической лампы типа ДС762. При работе на начальном участке характеристики сопротивление промежутка анод—катод обратно пропорционально логарифму анодного тока, величина которого определяется измерительным напряжением E_n и сопротивлением исследуемого резистора R_x .

Чем больше сопротивление исследуемого резистора, тем больше оказывается сопротивление промежутка анод—катод лампы ДС762. Благодаря этому измерение сопротивлений становится возможным в широком диапазоне без переключения пределов. Погрешность измерения в логарифмическом режиме достигает 20%.

Калибровка логарифмической шкалы прибора производится в двух точках при значениях контрольных токов 10^{-7} и 10^{-10} А. Включение контрольных токов производится ключами $K1$ и $K2$. Величины контрольных токов устанавливаются при помощи потенциометров $R8$ и $R9$. При калибровке шкалы прибора клеммы, к которым подключается исследуемый резистор, должны быть свободными, а компенсирующее напряжение должно быть отключено.

Принцип работы прибора в линейном режиме поясняется схемой рис. 4-12, в. В этом случае к аноду лампы подводится большое отрицательное напряжение от вспомогательного источника $E_{ст}$ (рис. 4-12, а), так что рабочая точка не заходит в область начального тока. При этом анод лампы становится управляющим электродом, ток которого не превышает 10^{-15} А. В линейном режиме измерительный прибор имеет нулевое положение стрелки указателя в центре шкалы.

Уравновешивание тока через исследуемый резистор производится при помощи переключаемого сопротивления R_n и регулируемого компенсирующего напряжения E_k . Величина компенсирующего напряжения измеряется прибором ИП2. Для устранения перегрузок усилителя в процессе уравновешивания анод лампы закорачивается на корпус при помощи ключа $K3$.

При измерении в линейном режиме вначале устанавливают измерительное напряжение E_n , которое контролируют по прибору ИП3. После этого устанавливают значение сопротивления R_n компенсирующей цепи, предельное значение которого соответствует измеряемому сопротивлению, деленному на величину измерительного напряжения. Если, например, $R_x = 10^{12}$ Ом и $E_n = 100$ В, то сопротивление R_n должно составлять 10^{10} Ом.

Далее размыкают ключ $K3$ и изменяют компенсирующее напряжение E_k до тех пор, пока электрометр не покажет нуль. Такое по-

ложение соответствует равенству компенсирующего напряжения E_k падению напряжения от измеряемого тока на сопротивлении R_n . Величина сопротивления R_x определяется из соотношения $R_x = E_n R_n / E_k$. Шкала измерителя E_k проградуирована в величинах $1/E_k$, благодаря чему определение сопротивления R_x производят перемножением показаний измерительных приборов ИП2, ИП3 и величины измерительного резистора R_n .

Если величина измеряемого сопротивления неизвестна, то ее вначале целесообразно измерить в логарифмическом режиме. Это облегчает и ускоряет процесс измерения, а также устраняет возможные перегрузки гальванометра.

Конструктивно гальванометр с измерительной головкой и источником измерительного напряжения расположен в экранирующем корпусе из листовой стали. Электропитание всего прибора производится от батарей, поэтому измерение можно выполнять без заземления корпуса прибора. Прибор комплектуется измерительной камерой, соединяемой с электрометрической частью при помощи специального кабеля. Основные характеристики прибора приведены в табл. 4-1.

4-4. Применение электронных гальванометров для измерения малых зарядов

Измерение малых зарядов осуществляется измерительными системами с большим входным сопротивлением. К таким измерительным системам относятся электрометры всех типов, и в том числе электрометры с динамическим конденсатором.

Требования, предъявляемые к устройствам для измерения малых зарядов, определяются главным образом необходимостью сведения к минимуму утечек в измерительной системе, включающей как сам электрометр, так и соединительные цепи. При измерении зарядов необходимо учитывать, что в соответствии с законом сохранения зарядов

$$Q = Q_{из} + Q_{эл},$$

где Q — общий заряд системы до подключения электрометра; $Q_{из}$ — измеряемый заряд после подключения электрометра; $Q_{эл}$ — заряд емкости электрометра.

Если потенциалы входной цепи электрометра и измеряемого объекта одинаковы, то

$$\frac{Q_{из}}{C_{из}} = \frac{Q_{эл}}{C_{эл}},$$

где $C_{из}$ — емкость измеряемого объекта; $C_{эл}$ — емкость входной цепи электрометра.

При этом измерение заряда сводится к измерению напряжения на электрометре

$$U_{эл} = \frac{Q}{C_{эл} + C_{из}} = \frac{Q}{C_{из}} \cdot \frac{1}{1 + C_{эл}/C_{из}}.$$

Считая, что напряжение на измерительной системе $U_{из} = Q/C_{эл}$, получим

$$U_{эл} = U_{из} \frac{1}{1 + C_{эл}/C_{из}}.$$

С помощью электрометра можно быстро и достаточно точно определить распределение в пространстве электрического поля, используя в качестве датчика небольшой металлический шарик и измеряя его потенциал. В работе [32] рассмотрено измерение поверхностного заряда с помощью электрометра путем размещения исследуемого образца в зазоре воздушного конденсатора с площадью пластин S_k , значительно большей площади исследуемого

электрода $S_{эл}$. Заряд электрета измеряется путем определения наведенного потенциала U_n и емкостей системы

$$q_0 = U_n (C_{вх.э} + C_{эл} + C_k),$$

где $C_{вх.э}$ — входная емкость электрометра; $C_{эл}$ — емкость электрета; C_k — емкость конденсатора с воздушным диэлектриком.

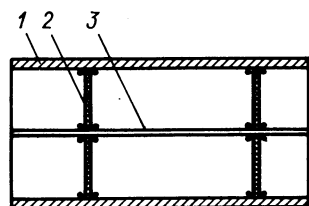


Рис. 4-13. Продольное сечение жесткого кабеля

Измерение малых зарядов, удаленных от измерительного прибора, затрудняется из-за необходимости учета емкости кабеля и наведенного на нем заряда. Применение соединительного кабеля обусловлено в большинстве случаев тем, что выносную головку электрометра невозможно достаточно близко расположить от измеряемого объекта. Использование для этих целей высокочастотных кабелей типа РК приводит к большим погрешностям из-за генерирования паразитных токов до 10 нА от трения внешней экранной оплетки о диэлектрик кабеля.

Утечка зарядов через сопротивление изоляции диэлектрика, используемого в качестве изоляционного материала может привести к потере заряда. Для измерения малых зарядов часто применяют соединительную линию в виде металлической трубы 1, внутри которой проходит потенциальный проводник 3, укрепленный на тонких дисковых электродах 2 (рис. 4-13). Для снижения паразитных э. д. с. трубу 1 и центральный проводник 3 делают из одного и того же материала (например, посеребренной меди).

При выборе материала для дисковых изоляторов 2 стараются обеспечить высокие объемные и поверхностные сопротивления и исключить всевозможные поляризационные эффекты. Обычно для этой цели применяют сапфир или окись магния MgO . Неплохие результаты получаются при использовании органических диэлектриков, таких, как эскапон, янтарь и пр., производя их обработку с применением мер предосторожности от появления загрязнения. Для устранения вибраций такую соединительную линию обычно крепят при помощи амортизаторов.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАКОПИТЕЛЬНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ

В качестве накопительных конденсаторов могут использоваться конденсаторы с малой утечкой по изоляции ($R_{из} > 10$ ГОм) и большой постоянной времени ($\tau_k > 10^4$ с). Этим требованиям удовлетворяют некоторые типы серийно выпускаемых конденсаторов с твердым диэлектриком: а) на основе полистирольной пленки типов МПГО, К70-6, К70-7, К71-4 и др.; б) на основе фторопластовой пленки ПЭТФ типов К72-9, К73-ПЗ, К73-5, К73-9, К73-10, К73-11, К74-8 и др.; в) с комбинированным диэлектриком из металлизированной бумаги и пленки ПЭТФ типа К75-24 и др.; г) стеклопленочные типов К21-7, К21-8 и др. Основные характеристики этих конденсаторов приведены в табл. П-1.

Сопrotивление изоляции конденсатора зависит от многих факторов — температуры, влажности, времени после включения и т. п. Обычно это сопротивление считают постоянным и определяют по формуле $R_{из} = U/I_{ут}$, где U — напряжение, приложенное к конденсатору, а $I_{ут}$ — установившееся значение тока через него. Так как время установления тока в конденсаторе бывает очень большим, то отсчет сопротивления изоляции часто производят, не дожидаясь окончания переходных процессов. При этом ток в конденсаторе, кроме тока утечки, содержит составляющую, определяемую зарядом емкости и абсорбцией зарядов в диэлектрике.

Временная зависимость сопротивления изоляции должна учитываться при построении схем интеграторов. Наибольшее распространение в практике измерений сопротивлений изоляции конденсаторов получили значения $R_{из}$, измеренные через 10 с, 1 мин, 1000 мин и более. «Одноминутное» сопротивление изоляции конденсаторов принято в СССР и за рубежом. Поэтому при использовании значения $R_{из}$ из табл. П-1 необходимо помнить, что эта величина является условной, позволяющей сравнивать между собой конденсаторы при одинаковых условиях испытания, и не всегда характеризует истинное сопротивление изоляции конденсатора. Дополнительные исследования показали, что фактическое сопротивление изоляции конденсаторов, приведенных в табл. П-1 и некоторых других, на два порядка выше значения, указанного в таблице.

Абсорбционные емкости и сопротивления конденсаторов увеличивают их постоянную времени на два-три порядка. При разрядке конденсатора абсорбционные емкости удерживают свои заряды более длительное время. При использовании конденсаторов в интеграторах тока очень важным является возможность их быстрого разряда при закорачивании зажимов или подаче импульсов тока противоположной полярности для восстановления интегрирующей способности усилителя. В то же время абсорбционные свойства кон-

денсатора позволяют ему частично сохранять заряд при кратковременном замыкании зажимов.

Абсорбционные свойства конденсатора характеризуют коэффициентом абсорбции, равным отношению остаточного напряжения после кратковременного закорачивания его зажимов к первоначальному напряжению до закорачивания. Для полистирольных конденсаторов коэффициент абсорбции имеет значение около 0,1 — 0,3%, для фторопластовых он равен 0,01—0,05%. Значительно лучшие характеристики имеют специальные накопительные конденсаторы с воздушным диэлектриком. В качестве опорных изоляторов в таких конденсаторах используют янтарь, фторопласт-4Н, эскапон и керамику. Основные характеристики накопительного конденсатора с воздушным диэлектриком типа НК-1, примененного в электрометре ВК2-16, приведены в табл. П-1.

Таблица П-1

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНДЕНСАТОРОВ

Тип конденсатора	Диапазон номинальных значений, мкФ	Погрешность, %	ТКЕ, 1/°С	Сопротивление изоляции, ГОм	Рабочее напряжение, В	Коэффициент абсорбции, %
МПГО	0,1—10	0,1	$1,5 \cdot 10^{-4}$	10	100	0,2
K70-6	$22 \cdot 10^{-6} - 0,1$	5	$2 \cdot 10^{-4}$	50	50	—
K70-7	$15 \cdot 10^{-5} - 0,05$	0,3	10^{-4}	50	50	—
K71-4	0,022—10	2	$1,5 \cdot 10^{-4}$	50	250	0,1
K72-9	0,01—2,2	5	—	50	500	—
K73-ПЗ	0,05—1,0	10	—	25	160	—
K73-5	0,001—0,22	10	—	15	100	—
K73-9	0,001—0,22	5	—	75	100	—
K73-11	2,7—6,8	5	—	30	630	—
K74-8	$10^{-3} - 1,0$	10	—	30	630	—
K75-24	0,1—10	10	—	10	1600	0,01
K21-7	$(120-3900) \cdot 10^{-6}$	5	10^{-4}	10	50	—
K21-8	$(9,1-1500) \cdot 10^{-6}$	5	10^{-4}	50	250	—
НК-1	10^{-4}	1	$2 \cdot 10^{-5}$	10^6	100	—

В качестве накопительных конденсаторов в интеграторах тока с успехом могут использоваться пленочные конденсаторы типов K71-3 и K71-4. Сопротивление изоляции таких конденсаторов имеет значение 50—100 ГОм, а температурный коэффициент емкости не превышает $1,2 - 1,5 \cdot 10^{-4}$ 1/°С. Удовлетворительные результаты могут быть получены при использовании конденсаторов типа K77-1. При максимальном рабочем напряжении 63 В конденсаторы этого типа емкостью до 0,33 мкФ имеют сопротивление изоляции более 10 ГОм, а емкостью от 0,33 до 22 мкФ — более 5 ГОм. Еще более высокое сопротивление изоляции (более 100 ГОм) имеют специальные накопительные конденсаторы типа K72-П6.

Таблица П-2

Основные характеристики цифровых гальванометров

Модель прибора	Пределы измерения, мкА	Разрешающая способность, нА	Основная погрешность, %	Падение напряжения, мВ	Минимальное время измерения, с	Принцип действия
ЦУИП (СССР)	1,6	0,1	$0,1 \pm 5$ ед.	10	200	Двойное интегрирование
	16	1,0	$0,1 \pm 2$ ед.	10	70	
	160	10	$0,1 \pm 2$ ед.	10	60	
	1 600	100	$0,1 \pm 2$ ед.	10	50	
	16 000	1000	$0,1 \pm 2$ ед.	10	50	
Ф210-1/5 (СССР)	10	10	0,5	5	10	Двойное интегрирование. (Модели приборов Ф210-2/п имеют время измерения 40 мс, $n = 5 \dots 9$)
	100	100	0,5	20	10	
	1 000	1 000	0,5	20	10	
	10 000	10 000	0,5	1000	10	
	100 000	100 000	0,5	1000	10	
615 (Кейтли, США)	от 10^{-6} до 10^5 в 12 диапазонах	от 10^{-6} до 10^8 в 12 диапазонах	от 4 до 0,5	—	5	Двойное интегрирование с автокомпенсационным пре-дусилителем

Таблица П-3

Основные характеристики пикоамперметров

Модель прибора	Пределы измерения тока, А	Предельная чувствительность, А	Погрешность, %	Постоянная времени, с	Дрейф нуля, мВ/сутки
ЭД-05М	$10^{-13} - 10^{-9}$	10^{-15}	10	10	0,2
ИТН-6	$10^{-15} - 3 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-17}$	15	100	0,2
ИТП-01	$10^{-12} - 10^{-6}$	10^{-14}	5	0,01	0,01
ИМТ-66	$10^{-15} - 10^{-7}$	10^{-16}	2,5	0,5—4	0,1
ВК2-16	$10^{-15} - 3 \cdot 10^{-7}$	10^{-16}	10	0,3	0,2
ЕК6-7	$10^{-14} - 10^{-7}$	10^{-15}	6	0,3	0,2
TR-84М (Такеда Рикен, Япония)	$10^{-15} - 3 \cdot 10^{-5}$	10^{-17}	5	10—60	0,3

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Александров В. С., Прянишников В. А. Приборы для измерения малых постоянных напряжений и токов. Л., «Энергия», 1971. 184 с. с ил.
2. Антонова Д. И., Рождественская Т. Б. Методы и средства обеспечения единства измерений малых постоянных токов в диапазоне 10^{-15} — 10^{-10} А. «Измерительная техника», 1970, № 4, с. 25.
3. Бонч-Бруевич А. М. Применение электронных ламп в экспериментальной физике. М., Гостехиздат, 1954. 730 с. с ил.
4. Борзов В. М., Илюкович А. М. Интеграторы малых постоянных токов.— «Измерительная техника», 1968, № 2, с. 9—16.
5. Борзов В. М. Калиброванные источники малых постоянных токов.— «Измерительная техника», 1969, № 6, с. 12—14.
6. Брейдо И. Я. Ламповые усилители сигналов постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1961. 238 с. с ил.
7. Войтинский Е. Я., Прянишников В. А. Применение высокочувствительных усилителей постоянного тока для физиологических целей. Л., «Наука», 1969. 80 с. с ил.
8. Берман Л. С. Введение в физику варикапов. Л., «Наука», 1968. 54 с. с ил.
9. Берман Л. С. Усилитель слабых фототоков на фотоварикапах.— «Измерительная техника», 1966, № 2, с. 17.
10. Гальванометрические компенсаторы. М., «Энергия», 1964. Авт.: Л. Ф. Куликовский, А. М. Мелик-Шахназаров, С. Г. Рабинович, В. А. Селибер.
11. Головкин В. Г. Полупроводниковые емкости. Новосибирск. Изд. СО АН СССР, 1967. 43 с. с ил.
12. Грибанов Ю. И. Измерение слабых токов, зарядов и больших сопротивлений. М., Госэнергоиздат, 1962. 80 с. с ил.
13. Илюкович А. М. Ламповые электрометрические усилители.— «Измерительная техника», 1966, № 12, с. 30—33.
14. Илюкович А. М. Измерение больших сопротивлений. М., «Энергия», 1971. 126 с. с ил.
15. Исследования в области электрометрии. [Сборник статей]. Отв. ред. А. М. Илюкович. М., ВНИИФТРИ, ч. 1, 205 с.; ч. 2. 170 с.
16. Касперович А. И., Попов Ю. А., Прокопенко В. И. О цифровом измерении малых токов.— «Автометрия», 1969, № 2, с. 30—37.
17. Комолибус Е. Преобразователи постоянного тока в переменный для усилителей постоянного тока. М., ЦНИИТЭИ, 1966. 170 с. с ил.
18. Лопатин Б. А. Ламповые гальванометры постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1952. 180 с. с ил.
19. Лебедев-Красин Ю. М. Широкополосные трансформаторы нового типа.— «Радиотехника», 1957, № 9, с. 17.
20. Новак И. Электрометр с тандемом.— «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 2, с. 55—58.
21. Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств. Л., «Энергия», 1971. 245 с. с ил.

22. **Мари Ж.** Низкочастотные параметрические усилители с ортогональным магнитным управлением. М., «Мир», 1967. 206 с. с ил.
23. **Николаенко Н. С.** Синтез транзисторных усилителей и фильтров. Л., «Энергия», 1970. 238 с. с ил.
24. **Павленко В. А.** Автогенераторные усилители в приборах контроля и автоматики. М., «Энергия», 1969. 256 с. с ил.
25. **Павлов В. В.** Полупроводниковые измерительные и управляющие устройства для ядерной энергетики. М., Госатомиздат, 1962. 200 с. с ил.
26. **Певзнер В. В., Полонников Д. Е.** Усилители постоянного тока с управляемыми генераторами. М., «Энергия», 1970. 286 с. с ил.
27. **Павленко В. А.** Электрические системы регулирования с сигналом связи постоянного тока. М., «Энергия», 1971. 440 с. с ил.
28. **Полевые транзисторы.** Под ред. С. А. Майорова. М., «Советское радио», 1971. 372 с. с ил.
29. **Прянишников В. А., Губанов В. П.** Проектирование входных цепей и выбор частоты преобразования в нановольтметрах постоянного тока. — «Приборы и системы управления», 1968, № 8, с. 11—13.
30. **Прянишников В. А., Войтинский Е. Я.** Применение электрометрических усилителей постоянного тока в электрофизиологии. — В кн.: «Радиоэлектроника в медицине», М., ВНИИ Мед. инф., 1966, с. 121—169 с ил.
31. **Рабинович С. Г.** Фотогальванометрические компенсационные приборы. М., «Энергия», 1964, 205 с. с ил.
32. **Плужников В. М.** Диэлектрические усилители. М., «Энергия», 1969. 235 с. с ил.
33. **Санин А. А.** Электронные приборы ядерной физики. М., «Наука», 1964. 624 с. с ил.
34. **Севин Л.** Полевые транзисторы. М., «Советское радио», 1968. 100 с. с ил.
35. **Черкашина А. Г.** Элементы автоматики на варикапах. М., «Энергия», 1968. 76 с. с ил.
36. **Элмор В., Сендс М.** Электроника в ядерной физике. М., Изд-во иностр. лит. 1951, 350 с. с ил.
37. **Chater W. T.** A digitizing Electrometer System using an integrating circuit preamplifier. — «Rev. Sci. Instrum.», 1971, N 1, p. 130—135 with ill.
38. **Cowell T. K.** A junction transistor electrometer circuit. — «Electronic Engng», 1967, N 472, p. 362—366 with ill.
39. **Hitt J. J., Mosley G.** FET chopper circuit for low level signals. — «IEEE Internat. Conf. Record», 1967, pt. 8, p. 380—390 with ill.
40. **Klessmann H., Petrick D.** Strom-Frequenz-Konverter als Integrator und Meßwertwandler. — «Internat. elektron. Rundschau», 1967, N 2, S. 45—47, mit ill.
41. **Korytkowski J.** Accurate current-to-frequency converter. — «Electronic Engng», 1967, N 9, p. 568—570. with ill.
42. **Seifert G.** Analog-Digital Wandler nach dem Spannungs-Frequenz-verfahren. — «Radio Fernsehen Elektronik», 1969, H. 20, S. 646—654 mit ill.
43. **Taylor D. J.** A current-to-frequency converter for astronomical photometry. — «Rev. Sci. Instrum.», 1969, N 4, p. 559—562 with ill.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Список обозначений	4

Глава первая. Основные характеристики и принципы построения

1-1. Назначение электронных гальванометров	5
1-2. Основные характеристики электронных гальванометров	6
1-3. Классификация принципов построения электронных гальванометров	15
1-4. Источники и усилители тока и напряжения	18
1-5. Электронные гальванометры непосредственной оценки с образцовыми резисторами	21
1-6. Электронные гальванометры непосредственного измерения с образцовыми конденсаторами	35
1-7. Гальванометры сравнения малых токов с ручным и автоматическим уравниванием	40
1-8. Дифференциальные гальванометры	48

Глава вторая. Усилители электронных гальванометров постоянного тока

2-1. Общие сведения об усилителях электронных гальванометров . . .	49
2-2. Ламповые усилители с непосредственной связью	56
2-3. Транзисторные усилители	65
2-4. Усилители с полевыми транзисторами	70
2-5. Усилители с преобразователями на полевых транзисторах	76
2-6. Усилители с электромеханическими емкостными преобразователями	82
2-7. Усилители с преобразователем на варикапах	91
2-8. Магнитные усилители малых постоянных токов	101

Глава третья. Цифровые электронные гальванометры

3-1. Принципы построения цифровых электронных гальванометров . .	107
3-2. Цифровые гальванометры с частотным преобразованием	110
3-3. Цифровые гальванометры с временным преобразованием	121
3-4. Цифровые гальванометры уравнивающего преобразования . .	127
3-5. Практические схемы цифровых электронных гальванометров . .	129

Глава четвертая. Применение электронных гальванометров для измерения больших сопротивлений

4-1. Методы измерения больших сопротивлений	139
4-2. Измерение удельных объемного и поверхностного сопротивлений диэлектриков	145
4-3. Приборы и установки для измерения больших сопротивлений . .	149
4-4. Применение электронных гальванометров для измерения малых зарядов	157
Приложение	159
Список литературы	163

ВЛАДИМИР СЕРГЕЕВИЧ АЛЕКСАНДРОВ
ВИКТОР АЛЕКСЕЕВИЧ ПРЯНИШНИКОВ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ГАЛЬВАНОМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Редактор Ю. А. Бычков
Художественный редактор Г. А. Гудков
Технический редактор О. С. Житникова
Корректор М. Э. Орешенкова

Сдано в набор 24/XII 1973 г. Подписано к печати 25/II 1974 г.
М-22237. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага типографская № 2. Печ.
л. 10,5. Уч.-изд. л. 11. Тираж 6500 экз. Заказ 2511. Цена 69 коп.

Ленинградское отделение издательства «Энергия».
192041, Ленинград, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 196126, Ленинград, Ф-126, Социалистическая ул., 14.



ИМЕЮТСЯ В ПРОДАЖЕ СЛЕДУЮЩИЕ КНИГИ

Зайчик М. Ю. Сборник задач и упражнений по теоретической электротехнике. Учебное пособие для техникумов. Изд. 4-е. М., «Энергия», 1973. Цена 94 к.

Сборник задач и упражнений составлен в соответствии с программой по теоретической электротехнике для электротехнических специальностей техникумов. Каждый раздел содержит типовые задачи с решениями. Ко всем решенным задачам приводятся дополнительные вопросы с ответами. Эти вопросы и ответы дополняют теоретический материал задач, показывают различные способы их решения и разъясняют физическую сущность явлений. В конце каждого раздела приводятся задачи для самостоятельного решения.

Задачник рассчитан на все виды обучения, включая самостоятельное (заочное) обучение.

Теория топочных процессов. Под ред. Г. Ф. Кнорре и И. И. Палеева. Л., «Энергия», 1966. Авт.: Г. Ф. Кнорре, К. М. Арефьев, А. Г. Блох, Е. А. Нахапетян и др. Цена 1 р. 77 к.

В книге излагаются основы теории топочных процессов. Освещаются вопросы статики, динамики и аэродинамики процессов горения. Рассматривается горение отдельных частиц жидкого и твердого топлив, теплообмен в топочных камерах, электрическая проводимость пламен и продуктов сгорания.

Книга предназначена для инженеров, работающих в области проектирования и эксплуатации топочных устройств, и для сотрудников научно-исследовательских институтов, а также может быть использована в качестве учебного пособия студентами и аспирантами соответствующих вузов.



ИЗДАТЕЛЬСТВО „ЭНЕРГИЯ“

Правила техники безопасности при эксплуатации воздушных линий электропередач и распределительных электросетей. Днепропетровск, «Проминь», 1972. Цена 26 к.

Книги высылаются наложенным платежом без задатка.

Заказы направляйте по адресу:

*196066, Ленинград, М-66, Московский пр., дом 189,
магазин № 92 Ленкниги «Энергия»*

Цена 69 коп.