

В.А.ПРЯНИШНИКОВ

**ИНТЕГРИРУЮЩИЕ
ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ
ПОСТОЯННОГО ТОКА**



«ЭНЕРГИЯ» ЛЕНИНГРАД 1976

6П2.1.082

П 85

УДК 621.317.725

Рецензент *В. С. Гутников*

Прянишников В. А.

П85 Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока.
Л., «Энергия», 1976.

224 с. с ил.

В книге излагаются вопросы построения интегрирующих цифровых вольтметров постоянного тока. Систематизированы методы построения и расчета таких приборов. Большое внимание уделено анализу помехозащитности интегрирующих вольтметров при воздействии на них случайных и детерминированных помех. Рассмотрены принципы построения входных устройств, частотных и временных преобразователей, устройств выбора предела измерения.

Книга рассчитана на инженерно-технический персонал, работающий в области теплофизики, химии, медицины и биологии. Она может быть полезна студентам старших курсов вузов, специализирующихся по информационно-измерительной технике и автоматике.

П $\frac{30306-158}{051(01)-76}$ 109-76

6П2.1.082

ПРЕДИСЛОВИЕ

Цифровые вольтметры составляют весьма многочисленную группу цифровых измерительных приборов, выпускаемых как в СССР, так и за рубежом. Очень часто на основе этих приборов строятся мультиметры, позволяющие измерять токи, временные интервалы, частоту переменного напряжения, отношение двух напряжений или токов и т. п.

Среди цифровых вольтметров особое положение занимают интегрирующие цифровые вольтметры (ИЦВ), которые получили широкое развитие за последние десять лет. Интегрирующие приборы в отличие от вольтметров поразрядного уравнивания позволяют измерять не мгновенное, а среднее за выбранный временной интервал напряжение. При этом благодаря интегрированию измеряемого напряжения такие вольтметры имеют повышенную помехозащищенность, а их предельная чувствительность приближается к теоретическому пределу.

Большие успехи, достигнутые за последние годы электроникой, обусловили значительное совершенствование цифровых вольтметров. Уже в настоящее время разработаны и выпускаются приборы, содержащие всего две большие интегральные схемы (БИС), вместо многочисленных дискретных компонентов. Это привело к значительному повышению надежности и снижению стоимости вольтметров.

В настоящей книге обобщены и систематизированы методы построения цифровых интегрирующих вольтметров и дан анализ их основных характеристик. Особое внимание уделено анализу помехозащищенности ИЦВ при воздействии на них случайных и детерминированных помех. Рассмотрены принципы построения входных устройств, частотных и временных преобразователей, устройств адаптивного выбора предела измерения и некоторые другие вопросы. Книга является логическим продолжением ранних работ автора [1, 2],

посвященных проектированию и применению приборов для измерения малых напряжений и токов. Приводимые в книге структурные схемы ИЦВ частично разработаны автором, а остальные составлены по техническим описаниям отечественных и зарубежных приборов. Следует отметить, что используемая в книге классификация ИЦВ не является общепризнанной, а отражает точку зрения автора.

В работе над рукописью и написанием некоторых параграфов совместно с автором принимали участие сотрудники кафедры электротехники Ленинградского института точной механики и оптики. Описание прибора АЦИНТ в § 4-4 составлено Н. Н. Губановым, а § 4-7 написан автором совместно с Л. Ф. Чековой.

Замечания и пожелания по улучшению книги просьба направлять по адресу: 192041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1-1. Классификация интегрирующих цифровых вольтметров

Интегрирующие цифровые вольтметры (ИЦВ) составляют особую группу приборов, показания которых пропорциональны среднему значению напряжения. Среди других типов цифровых вольтметров ИЦВ выделяются хорошей помехозащищенностью, высокой чувствительностью, малой погрешностью и сравнительно невысоким быстродействием.

Классификация ИЦВ может быть выполнена по различным признакам: по способу преобразования напряжения в цифровой эквивалент; по принципу построения измерительной схемы; по алгоритму логической системы; по виду структурной схемы и др.

По способу преобразования напряжения в цифровой эквивалент ИЦВ делятся на приборы: 1) с промежуточным преобразованием напряжения в код; 2) с промежуточным преобразованием напряжения в частоту импульсов; 3) с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал. Возможно также построение приборов с использованием комбинации этих принципов.

В приборах с промежуточным преобразованием напряжения в код среднее значение напряжения получается усреднением по ансамблю измеренных мгновенных значений напряжения. Такие приборы получили название вольтметров со статистическим усреднением.

В приборах с частотным и временным преобразованием среднее значение напряжения получается посредством усреднения во времени измеряемого сигнала. При этом для эргодических сигналов образование средних значений обоими методами эквивалентно, так как

$$\bar{U}_x = \langle U_x \rangle, \quad (1-1)$$

где $\bar{U}_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u_x(t) dt$ — среднее по времени мгновенного значения $u_x(t)$; $\langle U_x \rangle = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N u_{xk}$ — среднее по ансамблю N измерений u_{xk} .

Возможно также построение комбинированных вольтметров, в которых осуществляется усреднение по ансамблю средних по времени значений напряжения, т. е. образование величины

$$\langle \bar{U}_x \rangle = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \bar{U}_{xi}. \quad (1-2)$$

По принципу измерения ИЦВ делятся на приборы непосредственного измерения и приборы сравнения. В приборах сравнения обязательно наличие источника образцового напряжения (или тока), который используется для образования многозначной меры напряжения. Благодаря сравнению измеряемого напряжения (или его интегрального значения) с напряжением меры точность приборов сравнения может быть значительно выше точности приборов непосредственного измерения.

Для повышения помехозащищенности ИЦВ используются адаптивные логические системы. По алгоритму логической системы приборы можно разделить на: 1) приборы с фиксированным временем интегрирования; 2) приборы со слежением за периодом помехи. В приборах со слежением за периодом помехи время интегрирования оказывается переменным. При этом в зависимости от характера интегрирования ИЦВ можно разделить на приборы с непрерывным, циклическим и дискретным (выборочным) интегрированием. В непрерывных и циклических интеграторах обычно используются параметры реактивных элементов электрической цепи — емкость или индуктивность. В приборах с дискретным интегрированием используются счетчики импульсов.

Наиболее просто реализуются интеграторы на емкости. Они используются для интегрирования тока при выходном сигнале в виде напряжения

$$u_c = \frac{1}{C} \int i(t) dt.$$

Интеграторы на индуктивности используются для интегрирования входного сигнала в виде напряжения при выходном сигнале в виде тока.

$$i_L = \frac{1}{L} \int u(t) dt.$$

Счетчики импульсов являются дискретными интеграторами и могут использоваться для интегрирования выборочных значений напряжения, тока или заряда.

При использовании емкостного интегратора для интегрирования напряжения применяются различные преобразователи напряжения в ток. Простейшим преобразователем такого рода является сопротивление, включенное последовательно с емкостью. Интегрирование напряжения таким преобразователем осуществляется с экспоненциальной функцией веса

$$u_{\text{вых}}(T_n) = \int_0^{T_n} u_{\text{вх}}(t) g(T_n - t) dt, \quad (1-3)$$

где $g(t) = \frac{1}{RC} e^{-t/(RC)}$ — импульсная переходная функция.

Для повышения точности ИЦВ используются различные ноу-инусные методы: 1) компенсация части измеряемого напряжения и измерение некомпенсированного остатка; 2) измерение остаточного заряда на интегрирующем конденсаторе; 3) изменение крутизны преобразователя напряжения в частоту импульсов и др. Применение этих методов позволяет на несколько порядков увеличить разрешающую способность ИЦВ за счет снижения их быстродействия.

Приборы с компенсацией части измеряемого напряжения имеют замкнутую структурную схему и относятся к приборам сравнения. Процесс измерения такими приборами производится за несколько последовательных тактов. Вначале измеряются несколько старших разрядов входного напряжения, затем полученный цифровой эквивалент преобразуется при помощи цифро-аналогового преобразователя в компенсирующее напряжение. После этого некомпенсированный остаток напряжения измеряется и его цифровой эквивалент складывается с результатом измерения в предыдущем такте.

Приборы с измерением остаточного заряда на интегрирующем конденсаторе обычно имеют разомкнутую структуру. Однако, так же как и в приборах с компенсацией части измеряемого напряжения, процесс измерения этими приборами производится в несколько последовательных тактов. Повышение точности измерений и разрешающей способности в этих приборах достигается за счет запаса чувствительности входного устройства.

Повышение чувствительности и увеличение крутизны преобразования достигается применением линейных входных усилителей. Использование входных усилителей с модуляцией постоянного напряжения позволяет получить чувствительность ИЦВ до 1 нВ/Гц.

В ИЦВ со статистическим усреднением мгновенных значений преобразование измеряемой величины в цифровой код производится или кодо-импульсным методом или посредством широтно-импульсной модуляции. Статистическое усреднение используется для повышения чувствительности или помехозащищенности. Для повышения помехозащищенности усредняются несколько значений измеряемой величины, отстоящих друг от друга на время, кратное нечетному числу полупериодов помехи.

По конструктивным особенностям ИЦВ делятся на приборы с заземленным и изолированным (плавающим) входом. Приборы с плавающим входом могут работать в условиях сильных помех общего вида (помех между одним из входных зажимов прибора и его корпусом).

В зависимости от рода измеряемых величин ИЦВ делятся на однофункциональные и многофункциональные. Однофункциональные приборы предназначены только для измерения постоянного напряжения. Многофункциональные приборы, кроме постоянного напряжения, могут измерять переменное напряжение, ток, параметры электрических цепей (сопротивление, индуктивность и емкость), отношение напряжений и временные интервалы.

1-2. Основные характеристики интегрирующих цифровых вольтметров

Основными характеристиками ИЦВ, определяющими их эксплуатационные возможности, являются: 1) быстродействие; 2) погрешность измерения; 3) разрешающая способность; 4) чувствительность (или цена деления младшего разряда); 5) временной и температурный дрейф нулевого уровня; 6) помехозащищенность. Кроме перечисленных характеристик, большое значение играют также пределы измеряемого напряжения и перегрузочная способность, определяющая способность прибора работать при сигналах, превышающих предел измерения. При измерении напряжения источников сигнала малой мощности большое значение имеет также мощность, потребляемая ИЦВ от объекта измерения (или его входное сопротивление).

Быстродействие ИЦВ определяет его производительность и характеризуется временем одного измерения (или количеством измерений, выполняемых прибором в единицу времени). Выбор времени измерения в ИЦВ зависит от двух факторов. С одной стороны, время измерения определяется периодом напряжения помехи, которая должна быть подавлена посредством интегрирования. Так как наиболее часто помехой является напряжение наводки из силовой сети с частотой 50 Гц, то при непрерывном усреднении минимальное время измерения должно быть кратно интервалу $T_n = 20$ мс.

Другим фактором, определяющим быстродействие ИЦВ, является время установления выходного напряжения предварительного усилителя, который обычно имеется у всех высокочувствительных приборов. При этом под временем установления понимают время, необходимое для выполнения измерения с заданной погрешностью δ_y . Если процесс установления выходного напряжения предварительного усилителя описывается уравнением $u_2 = U_1 (1 - e^{-t/\tau})$, где τ — постоянная времени усилителя, то время установления можно определить по формуле

$$t_{\text{уст}} = \tau \ln \frac{1}{\delta_y}, \quad (1-4)$$

где $\delta_y = (U_1 - U_2)/U_1$ — относительная погрешность, вносимая усилителем.

Наиболее важной метрологической характеристикой ИЦВ является погрешность измерения, под которой понимают степень отклонения результата измерения $u(t)$ от действительного значения измеряемого напряжения $u_x(t)$:

$$\Delta(t) = u(t) - u_x(t). \quad (1-5)$$

В соответствии с ГОСТ 8.009—72 определяют четыре составляющие погрешности: 1) основную погрешность Δ_o , обусловленную отклонением характеристик ИЦВ от номинальных; 2) дополнительную погрешность Δ_{ξ} , обусловленную влиянием на характеристики ИЦВ различных неинформативных факторов — температуры, давления, влажности, внешних помех; 3) динамическую погрешность Δ_d , обусловленную реакцией ИЦВ на скорость изменения входного сигнала; 4) дополнительную погрешность $\Delta_{\text{вх}}$, обусловленную мощностью, потребляемой ИЦВ от объекта измерения.

Основную погрешность ИЦВ можно представить как сумму систематической $\Delta_{o.c}$ и случайной $\dot{\Delta}_o$ составляющих погрешности:

$$\Delta_o = \Delta_{o.c} + \dot{\Delta}_o. \quad (1-6)$$

К систематической относится погрешность, которая остается постоянной или изменяется по определенному закону. Систематическую погрешность можно установить в процессе калибровки прибора, а затем учесть и скомпенсировать до ничтожно малого значения.

Случайная погрешность $\dot{\Delta}_o$ представляет собой временные изменения погрешности ИЦВ, группирующиеся вокруг систематической погрешности. Эти погрешности обычно вызываются случайными временными изменениями параметров элементов, дрейфом, шумами. Случайная погрешность может иметь широкий и неравномерный спектр.

Основная погрешность ИЦВ складывается из погрешностей образцовой меры, сравнения и дискретности. Погрешность образцовой меры определяется точностью установки и нестабильностью источников образцового напряжения или тока, нестабильностью формирования временных интервалов и образцовой частоты.

Погрешность сравнения зависит от порога чувствительности и дрейфа нулевого уровня схем сравнения. Погрешность дискретности является методической и для ее уменьшения необходимо увеличивать число уровней квантования. Однако увеличение числа уровней квантования ограничивается нестабильностью схемы сравнения и быстродействием преобразователя. Если шаг квантования

понизить до уровня нестабильности схемы сравнения, то в отсчете измеряемой величины появятся недостоверные знаки. В предельном случае минимальный шаг квантования $\Delta_{\text{кв. мин}}$ определяется среднеквадратичным значением σ_n шума в измерительной схеме [43]:

$$\sigma_n < \Delta_{\text{кв. мин}}/2. \quad (1-7)$$

Если шум имеет нормальный закон распределения, то вероятность ошибки быстро уменьшается с ростом отношения $\Delta_{\text{кв}}/\sigma_n$. Так, при отношении $\Delta_{\text{кв}}/\sigma_n = 10$ вероятность ошибки не превышает 10^{-6} .

Погрешность ИЦВ зависит от условий эксплуатации. Если основная статическая погрешность ИЦВ определялась в образцовых условиях, то в рабочих условиях появляется дополнительная погрешность Δ_{ξ} , обусловленная отклонением рабочих условий от образцовых.

Под образцовыми условиями понимаются условия со стандартными значениями температуры, давления и влажности, при отсутствии внешних помех (например, $T = 23^\circ \text{C}$, $P = 10^5 \text{ Па}$ и $W_{\text{в}} = 60\%$) и при ограниченной продолжительности измерения (обычно не более 1 ч непосредственно после калибровки прибора).

Рабочие условия эксплуатации определяются ГОСТ 9763—67 и значительно шире образцовых. Так, например, для приборов первой группы, предназначенных для работы в сухих отапливаемых помещениях, устанавливается изменение температуры от 10 до 35°C , влажности от 0 до 80% при непрерывной работе в течение четырех часов.

Дополнительная погрешность Δ_{ξ} определяется степенью зависимости результатов измерения от различных неинформативных факторов, которые согласно ГОСТ 8.009—72 можно учитывать введением функций влияния Ψ_{ξ} . Функции влияния Ψ_{ξ} определяют функциональную связь между погрешностью ИЦВ и вызывающими ее внешними мешающими факторами. Функции влияния могут иметь различный вид. В простейшем случае они являются линейными функциями: $\Psi_{\xi} = A\xi$, где A — постоянная величина.

Динамическая погрешность Δ_d в соответствии с ГОСТ 8.009—72 определяется как несоответствие между зафиксированным значением измеряемого напряжения и его истинным значением в рассматриваемый момент времени. Для ИЦВ динамическую погрешность можно рассматривать для средних значений измеряемого напряжения на выбранном интервале интегрирования, а измеренное значение напряжения относить к моменту времени, лежащему внутри интервала интегрирования.

Подключение ИЦВ к объекту измерения иногда приводит к изменению значения измеряемой величины относительно того значения, которое она имела до подключения ИЦВ. Погрешность $\Delta_{\text{вх}}$, вызванная этим изменением, зависит от характеристик ИЦВ и самого объекта измерения. Согласно ГОСТ 8.009—72 при определе-

нии погрешности $\Delta_{\text{вх}}$ необходимо учитывать входное сопротивление ИЦВ, входной ток и выходное сопротивление объекта измерения.

Основную погрешность ИЦВ в соответствии с ГОСТ 9763—67 выражают по двухчленной формуле:

$$\Delta_o = \pm (\gamma U + \alpha U_{\text{пр}}), \quad (1-8)$$

где γ — погрешность, выраженная в относительных значениях от показания прибора; α — погрешность, выраженная в относительных значениях от конечного значения установленного предела измерения.

В некоторых случаях погрешность ИЦВ нормируют по формуле

$$\Delta_o = \pm (\gamma U + a), \quad (1-9)$$

где a — погрешность дискретности, не зависящая от измеряемого напряжения.

Для ИЦВ с промежуточным преобразованием напряжения в частоту импульсов или интервал времени основная погрешность определяется погрешностью преобразователя. Для ИЦВ со статистическим усреднением погрешность определяется погрешностью воспроизведения мгновенного значения сигнала и погрешностью дискретного интегрирования. При этом в результате интегрирования входного сигнала $u_1(t)$ выходной сигнал $u_2(t)$ воспроизводится с ошибкой

$$\Delta = \int_0^{t_n} \delta(t) dt, \quad (1-10)$$

где $\delta(t) = u_2(t) - A_1 u_1(t)$ — погрешность воспроизведения сигнала (A_1 — коэффициент пропорциональности).

Разрешающая способность ИЦВ выражается величиной, обратной предельному показанию индикатора прибора. Таким образом, разрешающая способность зависит от числа достоверно различимых градаций измерения во всем динамическом диапазоне прибора. Обычно разрешающая способность ИЦВ указывается с учетом возможной перегрузки по входу. Лучшие модели ИЦВ имеют разрешающую способность около 10^{-6} .

Большое значение имеет порог чувствительности ИЦВ, под которым понимают минимальное входное напряжение $U_{1\text{мин}}$, вызывающее изменение выходного значения U_2 на одну единицу младшего разряда. Порог чувствительности определяет полный или динамический диапазон ИЦВ

$$D_{\text{ц}} = U_{1\text{макс}}/U_{1\text{мин}}, \quad (1-11)$$

где $U_{1\text{макс}}$ — предел измерения, т. е. максимальное значение напряжения, которое может быть отсчитано по шкале прибора. Полный диапазон ИЦВ увеличивается с увеличением перегрузочной способности.

Помехи, попадающие на вход ИЦВ, приводят к дополнительной погрешности. Различают помехи нормального вида (приложенные

между входными зажимами прибора) и помехи общего вида (приложенные между закороченными входными зажимами и корпусом прибора).

Под помехозащищенностью ИЦВ понимают его способность давать правильный, в пределах установленной погрешности, результат при воздействии во время измерения помехи. Наибольший практический интерес представляет помехозащищенность ИЦВ от периодических помех, и в частности от помех, имеющих частоту промышленной сети.

Коэффициент ослабления помехи нормального вида (в децибелах) определяется как отношение амплитуды помехи $U_{п.м}$ к максимальной погрешности измерения ΔU_m , вызванной этой помехой:

$$NMR = 20 \lg \frac{U_{п.м}}{|\Delta U_m|}. \quad (1-12)$$

Особенностью ИЦВ является существенное ослабление помех нормального вида, период которых кратен времени интегрирования. Для ослабления помех с частотой 50 Гц время интегрирования выбирается равным 20 мс. Однако в наиболее чувствительных приборах время интегрирования увеличивают до 100 мс и более. Дополнительно в некоторых типах ИЦВ для ослабления помех на входе устанавливают активные или пассивные фильтры. При использовании для ослабления помех активного фильтра дрейф нулевого уровня фильтра добавляется к дрейфу нулевого уровня предусилителя. Пассивные фильтры требуют дополнительной изоляции и экранировки; кроме того, коэффициент ослабления помех такими фильтрами зависит от сопротивления источника сигнала.

Ослабление помех общего вида характеризует способность ИЦВ с дифференциальным входом или с незаземленным низкочастотным входом ослаблять помехи постоянного или переменного напряжения, действующие между общей точкой (землей или корпусом прибора) и закороченными входными зажимами прибора. Коэффициент ослабления помехи общего вида (в децибелах) определяется как отношение максимального значения U_{1c} сигнала общего вида к эквивалентному входному сигналу U_1 постоянного напряжения, приводящим к одному и тому же значению выходной величины X_2 :

$$CMR = 20 \lg \frac{U_{1c}}{U_1} \Big|_{X_2 = \text{const}}. \quad (1-13)$$

Обычно указывают коэффициенты ослабления помех общего вида на постоянном или переменном напряжении промышленной частоты (50 или 400 Гц), являющиеся результатом совместного влияния интегрирования и специального защитного экрана. Кроме того, измерение коэффициента ослабления помех общего вида часто производят при включении между входными зажимами прибора сопротивления, эквивалентного внутреннему сопротивлению источника сигнала (наиболее часто применяют сопротивление 1000 Ом).

Коэффициенты ослабления зависят от значения помехи. В характеристиках ИЦВ обычно указывается максимальное значение напряжения помехи, допустимое на данном пределе измерения. Помеха нормального вида для большинства ИЦВ, работающих без входного фильтра, ограничивается значением 10—20% от $U_{\text{пред}}$. При использовании входных фильтров допустимая помеха на входе ИЦВ может быть значительно увеличена. Помеха общего вида сильно ослабляется специальными защитными экранами, поэтому ее значение обычно намного превышает предел измерения. Допустимое значение напряжения помехи общего вида чаще всего ограничивается электрической прочностью изоляции между корпусом прибора и защитным экраном. Для большинства ИЦВ допустимое напряжение помехи общего вида не менее 500 В.

Входное сопротивление ИЦВ определяет мощность P , которую прибор потребляет от объекта измерения:

$$r_{\text{вх}} = U^2/P. \quad (1-14)$$

Входное сопротивление можно также определить по току, который протекает через входные зажимы ИЦВ. Входной ток ИЦВ приводит к появлению погрешности измерения (за счет падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала)

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

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

1-3. Методы аналого-цифрового преобразования, применяемые в цифровых вольтметрах неинтегрирующего типа

К цифровым вольтметрам неинтегрирующего типа относятся приборы, показания которых пропорциональны мгновенным значениям измеряемого напряжения. Методы аналого-цифрового преобразования, применяемые в неинтегрирующих цифровых вольтметрах, используются при построении комбинированных интегрирующих цифровых вольтметров. В связи с этим ниже кратко рассмотрены основные методы построения неинтегрирующих цифровых вольтметров и их основные характеристики. Более подробный анализ этих методов приводится в специальной литературе [43—46].

По способу преобразования неинтегрирующие цифровые вольтметры можно разделить на две группы: ЦВ прямого преобразования и ЦВ уравновешивающего преобразования. В свою очередь ЦВ прямого преобразования можно разделить на приборы: а) с промежуточным преобразованием мгновенного значения напряжения во временной интервал и б) с амплитудным преобразованием. ЦВ уравновешивающего преобразования можно разделить на приборы: а) развертывающего уравновешивания и б) следящего уравновешивания.

В приборах с временным преобразованием мгновенное значение измеряемого напряжения преобразуется в интервал времени, длительность которого определяется в результате заполнения этого интервала счетными импульсами и подсчета этих импульсов цифровым счетчиком.

Преобразование напряжения во временной интервал осуществляется путем сравнения его с линейно-изменяющимся напряжением временной раз-

вертки. Упрощенная структурная схема ЦВ с временным преобразованием приведена на рис. 1-1, а эпюры напряжения в различных точках схемы — на рис. 1-2, а.

Измеряемое напряжение U_x через входное устройство $ВУ$ подводится к схеме сравнения $СС$, которая вырабатывает выходной импульс при совпадении выходного напряжения схемы $ВУ$ с линейно-изменяющимся напряжением u_n на выходе интегратора $Инт$. Формирование линейно-изменяющегося напряжения u_n осуществляется путем интегрирования опорного напряжения источника $ИОН$. Запуск интегратора $Инт$ осуществляется схемой управления $СУ$.

Генератор счетных импульсов $ГСИ$ вырабатывает последовательность импульсов, которые через схему $И1$ заполняют цифровой счетчик $Сч$ и синхронизируют работу схемы управления $СУ$. Временной интервал t_x , пропорциональный измеряемому напряжению U_x , формируется триггером $Тг$,

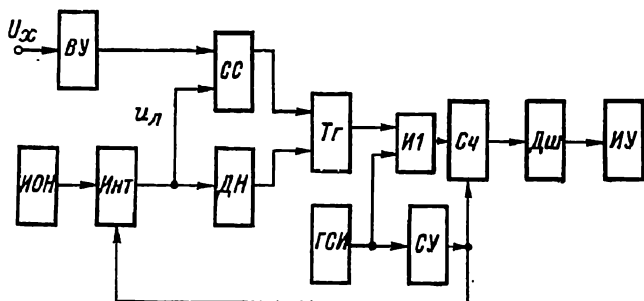


Рис. 1-1. Схема вольтметра с время-импульсным преобразованием

который открывает схему $И1$ при поступлении импульса от схемы сравнения $СС$ и закрывает ее при поступлении сигнала от детектора нуля $ДН$. По команде из схемы управления $СУ$ в конце цикла преобразования результат N_x , накопленный в счетчике $Сч$, через дешифратор $Дш$ передается в индикатор $ИУ$.

Временной интервал t_x , формируемый триггером $Тг$, определяется выражением

$$t_x = U_x / \beta,$$

где $\beta = U_0 / T_0$ — угловой коэффициент интегрирования опорного напряжения; T_0 — период преобразования.

Если на измеряемое напряжение U_x наложена гармоническая помеха $u_n = U_{nm} \sin(\omega_n t + \varphi_n)$, то при преобразовании появляется ошибка

$$\Delta t_x = \frac{U_{nm} \sin[\omega_n (t_x + \Delta t_x) + \varphi_n]}{\beta},$$

где U_{nm} , ω_n , φ_n — соответственно амплитуда, частота и фаза напряжения помехи.

Относительная погрешность преобразования в наиболее неблагоприятном случае

$$\delta_n = U_{nm} / U_x,$$

т. е. такой преобразователь не ослабляет наложенной помехи.

Погрешность преобразователя в основном определяется систематическими и случайными ошибками схемы сравнения и генератора линейно-изменяющегося напряжения, состоящего из интегратора и источника опорного напряжения. Для устранения ошибки, вносимой смещением нулевого уровня

схемы сравнения и генератора линейно-изменяющегося напряжения, часто используется двухтактное преобразование. При этом за один измерительный цикл интегратор запускается дважды и дважды производится заполнение счетчика. В первом такте (рис. 1-2, б) измеряемое напряжение отключается от входа схемы сравнения и производится измерение напряжения смещения $U_{см}$. Во втором такте на вход схемы сравнения подается измеряемое напряжение U_x , а результат измерения N_x определяется разностью показаний счетчика во втором и первом тактах:

$$N_x = N_2 - N_1,$$

где N_2 — результат, накопленный в счетчике во втором такте; N_1 — результат, накопленный в счетчике в первом такте.

Цифровой вольтметр с амплитудным преобразованием представляет собой по существу дифференциальный дискриминатор напряжения с дешифратором и цифровым индикатором. Простейшая схема ЦВ с амплитудным пре-

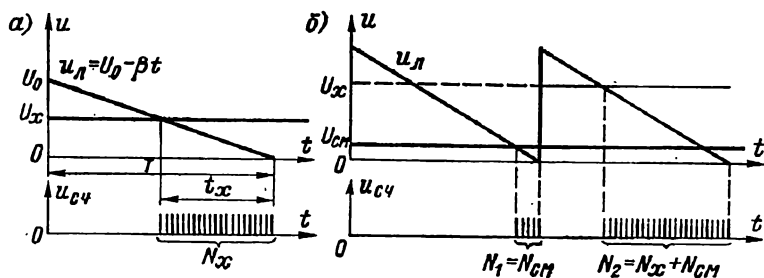


Рис. 1-2. Графики напряжений одноктактного (а) и двухтактного (б) вольтметра с время-импульсным преобразованием

образованием на один десятичный разряд приведена на рис. 1-3. Измеряемое напряжение подается на десять схем сравнения $CC_0—CC_9$, в которых производится сравнение U_x с опорными напряжениями $U_0—U_9$, задаваемыми источником ИОН и делителем напряжения на резисторах $R1—R9$. По команде из блока управления БУ дешифратор $Dш$ передает результат измерения в индикатор ИУ.

Основным недостатком ЦВ с амплитудным преобразованием является необходимость большого числа схем сравнения для получения достаточной разрешающей способности. Наиболее часто АЦП с амплитудным преобразованием используются для грубого измерения напряжения в быстродействующих ЦВ.

В цифровых вольтметрах развешивающего уравнивания измеряемое напряжение U_x сравнивается с компенсирующим напряжением u_k , которое изменяется по определенной, заранее установленной программе, не зависящей от самого хода процесса уравнивания. Структурная схема ЦВ развешивающего уравнивания приведена на рис. 1-4, а.

Измеряемое напряжение U_x через входное устройство ВУ подается на схему сравнения CC . Туда же подается ступенчатое возрастающее (или убывающее) компенсирующее напряжение u_k (рис. 1-4, б), которое вырабатывается цифро-аналоговым преобразователем ЦАП из напряжения опорного источника ИОН. Управление схемой ЦАП производится счетчиком импульсов $Сч$, который определяет число импульсов генератора $ГИ$, прошедших ключ $И1$ от момента подачи пускового импульса на триггер T_1 и до возврата триггера T_2 в исходное состояние выходным импульсом схемы сравнения CC .

В момент равенства компенсирующего u_k и измеряемого U_x напряжений прекращается счет числа ступенек напряжения цифровым счетчиком $Сч$

и результат измерения N_x через дешифратор $Дш$ поступает в индикатор $ИУ$. При постоянном значении напряжения каждой ступеньки число импульсов, поступивших в счетчик, пропорционально значению измеряемого напряжения U_x . В начале измерительного цикла счетчик $Сч$ и цифро-аналоговый преобразователь ЦАП возвращаются в исходное состояние.

Выработка компенсирующего напряжения может производиться не только равномерно ступенчатым увеличением (или уменьшением) напряжения $u_{кк}$, но и путем поразрядного уравнивания измеряемого напряжения U_x . В ЦВ поразрядное уравнивание (рис. 1-5, а) измеряемое напряжение U_x через входное устройство $ВУ$ подводится к высокочувствительной и стабильной схеме сравнения $СС$. Выходной сигнал схемы сравнения $СС$ управляет логическим устройством $ЛУ$, которое по программе, определяемой блоком $ПУ$, производит переключение цифро-аналогового преобразователя ЦАП. Способы поразрядной обработки компенсирующего напряжения весьма разнообразны и определяются алгоритмом блока логики $ЛУ$. График процесса уравнивания при поразрядном кодировании компенсирующего напряжения показан на рис. 1-5, б. После окончания процесса уравнивания измеряемого напряжения U_x результат измерения поступает в индикатор $ИУ$.

В ЦВ следящего уравнивания осуществляется дискретное слежение за любыми изменениями измеряемого напряжения. При этом цифровая следящая система осуществляет уравнивание измеряемого и компенсирующего напряжений. Структурная схема ЦВ следящего уравнивания соответствует схеме рис. 1-5, а. Отличие заключается в алгоритме логического устройства $ЛУ$, которое управляет цифро-аналоговым преобразователем ЦАП. Обработка компенсирующего напряжения $u_{кк}$, так же как и в ЦВ развертывающего уравнивания, может быть равномерно ступенчатой или поразрядной. Однако при следящем уравнивании следящая система обрабатывает не напряжение U_x , а разность: $\Delta U_x = U_x - u_{кк}$.

Преимущества следящего уравнивания заключаются в возможности получения большей точности и повышении быстродействия. При следящем уравнивании обычно снижается динамическая погрешность. К недостаткам ЦВ следящего уравнивания относятся возможность возникновения автоколебаний в следящей системе и отсутствие тактовой частоты, позволяющей производить отсчет времени.

Ослабление влияния помех в ЦВ уравнивания осуществляется двумя способами: структурным и алгоритмическим. К структурным способам ослабления влияния помех относятся фильтрация и интегрирование помех на входе АЦП. Алгоритмические способы ослабления влияния помех основаны на использовании специальных алгоритмов логического устройства $ЛУ$.

При построении помехоустойчивых алгоритмов наиболее часто используются алгоритмы поразрядного кодирования и многократные сравнения на поверяемых уровнях. Однако ослабление влияния помех сравнительно слабо зависит от алгоритма кодирования [43], а в основном определяется числом сравнений на поверяемом уровне. Погрешность измерения при многократных сравнениях зависит от закона распределения помехи. Так, для нормальной помехи с равномерным распределением среднеквадратическая погрешность определяется выражением

$$\Delta_n = \frac{\sigma_n}{0,8 \sqrt{n}},$$

где σ_n^2 — дисперсия помехи; n — число сравнений.

Точность приборов поразрядного кодирования в основном определяется точностью и стабильностью схемы цифро-аналогового преобразователя ЦАП и схемы сравнения $СС$. Погрешность ЦАП зависит от температурного дрейфа ключей и точности делителя напряжения. При использовании ключей на биполярных транзисторах температурный дрейф напряжения составляет около 10 мкВ/К. При использовании ключей с полевыми транзисторами или реле дрейф может быть снижен до 1 мкВ/К.

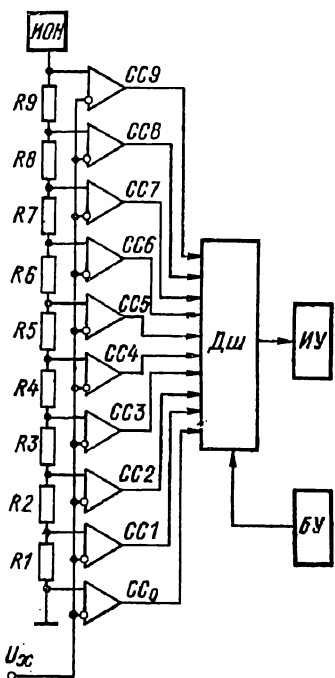


Рис. 1-3. Схема вольтметра с амплитудным преобразованием

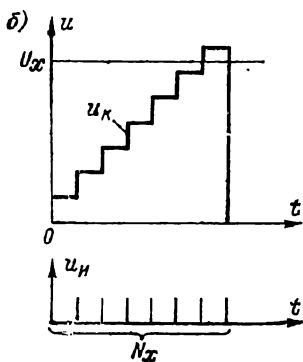
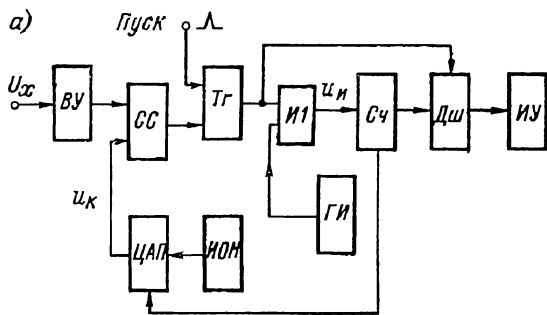


Рис. 1-4. Схема вольтметра с развращивающим уравнивающим устройством (а) и графики его напряжений (б)

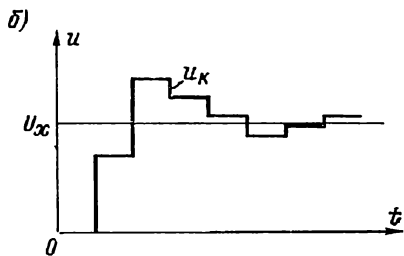
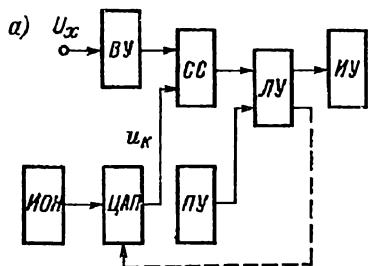


Рис. 1-5. Схема вольтметра поразрядного уравнивания (а) и график его напряжений (б)

Прецизионные резистивные делители напряжения из марганцевого микропровода имеют годовую нестабильность около $2 \cdot 10^{-3} \%$ и температурный коэффициент отношения около $3 \cdot 10^{-3} \%$. Еще большую точность обеспечивают индуктивные делители напряжения [21]. ЦВ с индуктивными делителями имеют очень малую погрешность нелинейности, однако порог чувствительности таких приборов обычно не превышает 10 мкВ из-за шумов индуктивного делителя напряжения.

1-4. Интегрирующие цифровые вольтметры с промежуточным преобразованием напряжения в частоту

ИЦВ с промежуточным преобразованием напряжения в частоту основаны на интегрировании частотного сигнала, полученного при преобразовании измеряемого напряжения $u_x(t)$. Частотные сигналы, используемые в ИЦВ, являются дискретными, поэтому преобразователь напряжения в частоту (ПНЧ), который входит в состав ИЦВ, осуществляет квантование измеряемого напряжения.

В ИЦВ с преобразованием измеряемого напряжения в частоту имеются методические ошибки, связанные с получением и интегрированием частотного сигнала. Простейший ИЦВ с частотным преобразованием состоит из ПНЧ, выходная частота которого пропорциональна измеряемому напряжению:

$$f_x(t) = S_f u_x(t) \quad (1-15)$$

(где S_f — крутизна ПНЧ), и счетчика импульсов, осуществляющего интегрирование частоты за время T_n :

$$N = \int_0^{T_n} f_x(t) dt = S_f \bar{U}_x T_n, \quad (1-16)$$

где N — количество импульсов, поступивших в счетчик; $\bar{U}_x = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} u_x(t) dt$ — среднее значение измеряемого напряжения.

Формирование частотного сигнала из измеряемого напряжения $u_x(t)$ можно представить следующим образом. Разобьем площадь, ограниченную осями координат и графиком измеряемого напряжения $u_x(t)$ (рис. 1-6), на равновеликие площадки с основаниями Δt_i и высотами u_{xi} так, чтобы выполнялись равенства

$$\int_{t_{i-1}}^{t_{i-1} + \Delta t_i} u_x(t) dt = q, \quad (1-17)$$

где $q = u_{xi} \Delta t_i$ — постоянная вольт-секундная площадь отдельных участков графика; u_{xi} — среднее на участке $t_{i-1} < t < t_i$ значение измеряемого напряжения; $i = 1, 2, 3$,

Затем сформируем импульсы, моменты появления которых соответствуют концам очередных отрезков времени Δt_i . Тогда частота появления импульсов определяется соотношением

$$f_i = \frac{1}{\Delta t_i} = \frac{1}{t_i - t_{i-1}} = \frac{u_{xi}}{q}. \quad (1-18)$$

В результате такого представления непрерывное измеряемое напряжение $u_x(t)$ заменяется ломаной кривой $u_{xq}(t)$, аппроксимирующей его с некоторой точностью. Достаточно точное приближение кривой $u_{xq}(t)$ к измеряемому напряжению $u_x(t)$ можно получить, если интервал времени $\Delta t_i \rightarrow 0$. При этом, переходя к мгновенной частоте, получим линейное соотношение

$$f_x(t) = \frac{u_x(t)}{q}.$$

Разность $\Delta_f = f(t_i) - f_i$ определяет абсолютную погрешность преобразования измеряемого напряжения $u_x(t)$ в частоту. Подставляя значение (1-18), находим

$$\Delta_f = [u_x(t_i) - u_{xi}] / q = \Delta u / q,$$

где $\Delta u = u_x(t_i) - u_{xi}$ — абсолютная погрешность преобразования измеряемого напряжения.

На ограниченном отрезке времени абсолютная погрешность преобразования представляет собой ломаную кривую (рис. 1-6) с текущей амплитудой:

$$\Delta_{um} = u'_x(t_i) \Delta t_i / 2. \quad (1-19)$$

Для определения погрешности преобразования разложим в выражении (1-17) измеряемое напряжение $u_x(t)$ в окрестности точки t_i в ряд Тейлора и ограничимся двумя членами ряда, тогда при малых Δt_i

$$\int_{t_{i-1}}^{t_{i-1} + \Delta t_i} [u_x(t_i) + (\tau - t_i) u'_x(t_i)] d\tau = q, \quad (1-20)$$

где $u'_x(t_i)$ — производная измеряемого напряжения в момент времени t_i .

Интегрируя выражение (1-20), найдем

$$u_x(t_i) \Delta t_i + u'_x(t_i) \frac{\Delta t_i^2}{2} = q. \quad (1-21)$$

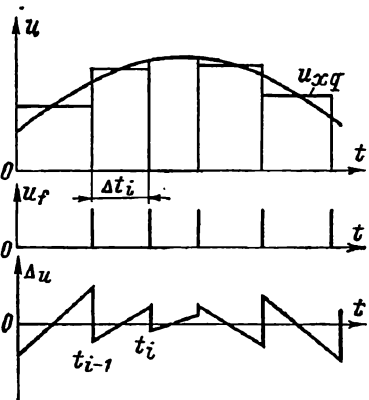


Рис. 1-6. Процессы при частотно-импульсном интегральном преобразовании

Решив уравнение (1-21), получим

$$\Delta t_i = \frac{u_x(t_i) \pm \sqrt{u_x^2(t_i) + 2u_x'(t_i)q}}{u_x'(t_i)}.$$

После подстановки значения Δt_i в выражение (1-19) найдем амплитуду погрешности преобразования

$$\Delta_{um} = \pm \frac{1}{2} \left[|u_x(t_i)| + \sqrt{u_x^2(t_i) + 2u_x'(t_i)q} \right].$$

Используя значение (1-18), получим

$$\Delta_{um} = \pm \frac{q}{2} \left[|f(t_i)| + \sqrt{f^2(t_i) + 2f'(t_i)} \right]. \quad (1-22)$$

Относительная погрешность преобразования

$$\delta_u = \frac{\Delta_{um}}{U_{xm}} = \pm \frac{1}{2f_m} \left[|f(t_i)| + \sqrt{f^2(t_i) + 2f'(t_i)} \right], \quad (1-23)$$

где $f_m = U_{xm}/q$ — максимальное значение выходной частоты ПНЧ при значении измеряемого напряжения U_{xm} .

При гармоническом изменении измеряемого напряжения с частотой Ω выходная частота ПНЧ изменяется по закону $f(t) = f_m \sin \Omega t$, и максимальное значение погрешности преобразования будет при $t = 0$

$$\delta_{um} = \pm \sqrt{\Omega/(2f_m)}.$$

Погрешность Δ_u можно рассматривать как дополнительный шум преобразования, мощность которого

$$\bar{\Delta}_u^2 = \lim_{T_n \rightarrow \infty} \frac{1}{T_n} \int_{-T_n/2}^{T_n/2} \Delta_u^2 dt.$$

ИЦВ с использованием промежуточного преобразования напряжения в частоту различают по принципу построения структурной схемы аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и по типу преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ). На практике получили распространение три схемы построения АЦП с ПНЧ: а) непосредственного преобразования, б) с обратной связью по постоянному напряжению, в) с переменной крутизной ПНЧ.

АЦП с ПНЧ непосредственного преобразования не имеют обратной связи, точность их работы не превышает точности ПНЧ, а быстродействие ограничено максимальной частотой ПНЧ. Структурная схема ИЦВ с АЦП непосредственного преобразования приведена на рис. 1-7.

Измеряемое напряжение U_x подается через входное устройство ВУ на преобразователь напряжения в частоту ПНЧ, который имеет два выхода, соответствующие положительной или отрицательной

полярности измеряемого напряжения. Выходные импульсы преобразователя через схему управления счетчиком *СУС* и ключ *И1* поступают на счетчик импульсов *Сч*. В зависимости от того, по какому каналу поступают импульсы, *СУС* включает соответствующий знак в индикаторе полярности *ИП* и реверсирует счетчик *Сч*.

Выходные импульсы *ПНЧ* поступают на счетчик только в течение длительности отсчетного периода, устанавливаемого переключателем *П1*. Начало и конец поступления импульсов синхронизированы с запуском прибора через схему разрешения *СР*. Возможен

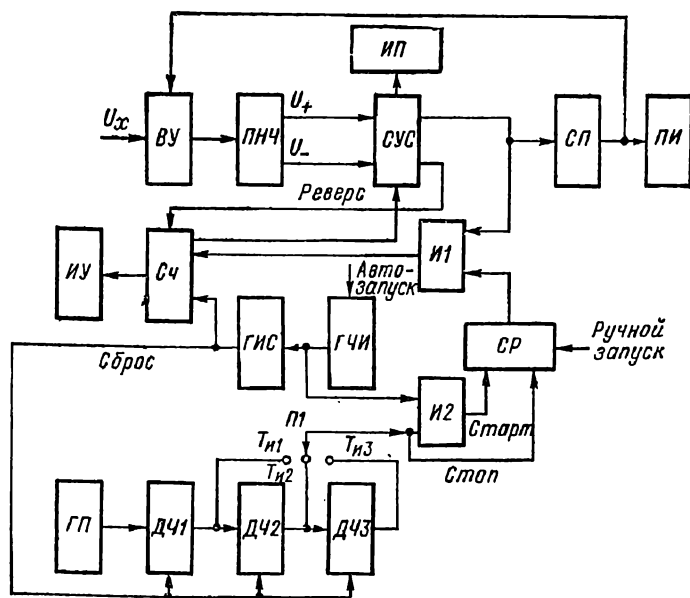


Рис. 1-7. Схема интегрирующего вольтметра с частотным преобразованием

ручной и автоматический запуск ИЦВ. Длительность отсчетного периода определяется частотой генератора *ГП* и делителями частоты *ДЧ1*, *ДЧ2* и *ДЧ3* и может быть установлена равной $T_{н1}$, $T_{н2}$ или $T_{н3}$. При автоматическом запуске частота измерительных циклов определяется частотой генератора *ГЧИ*.

После окончания измерительного периода генератор импульсов сброса *ГИС* разрешает передачу результата измерения в индикатор *ИУ* и осуществляет возврат счетчика и делителей частоты в исходное состояние. В течение всего образцового периода счетчик *Сч* производит сложение импульсов *ПНЧ*, если полярность входного сигнала не меняется. При изменении полярности входного сигнала в течение отсчетного периода схема *СУС* дает команду на вычитание импульсов в счетчике *Сч*. Если при вычитании импульсов до-

стигнут нуль на счетчике, то схема СУС изменяет команду на сложение и одновременно изменяет знак в индикаторе полярности ИП. Таким образом, в конце отсчетного периода индикатор И показывает среднее значение измеряемого напряжения за отсчетный период.

Если частота выходных импульсов ПНЧ превышает f_m даже на короткое время, то срабатывает схема перегрузки СП, которая включает индикатор перегрузки ПИ и переводит делитель входного устройства ВУ на старший предел измерения. В начале нового измерительного цикла детектор перегрузки возвращается в исходное состояние.

Рассмотрим процесс преобразования напряжения в код в ИЦВ с частотным преобразованием. Представим измеряемое напряжение $u_x(t)$ в виде разложения по степеням числа a :

$$u_x(t) = \sum_{i=-p}^n U_i a^i, \quad (1-24)$$

где a — основание кода, используемого в счетчике АЦП; U_i — коэффициенты разложения, которые принимают любые целые значения на отрезке $[0, (a-1)]$; p и n — индексы, определяющие точность представления и значение входного сигнала.

Если крутизна частотного преобразования равна S_f , то выходная частота ПНЧ

$$f_x = u_x(t) S_f = \sum_{i=-p}^n F_i a^i, \quad (1-25)$$

где $F_i = U_i S_f$.

В результате интегрирования частоты f_x за время измерения T_n в счетчике Сч будет записано число

$$N = \text{ent} [f_x T_n] = \text{ent} \left[S_f T_n \sum_{i=-p}^n U_i a^i \right], \quad (1-26)$$

где $\text{ent} [f_x T_n]$ — наибольшее целое число, не превосходящее $f_x T_n$.

Если выполняется условие $S_f T_n = 1^*$, то $N = \text{ent} [u_x(t)]$, и результатом преобразования является совокупность $(n+1)$ чисел N_i , равных соответствующим коэффициентам разложения U_i :

$$N = \sum_{i=0}^n N_i a^i, \quad (1-27)$$

где $0 \leq N_i < a-1$. При этом в счетчике АЦП будет записан код, соответствующий $(n+1)$ членам разложения $u_x(t)$. Время измерения в таком АЦП $T_n = S_f^{-1}$.

* Так как коэффициент $S_f T_n$ размерный, то, полагая $S_f T_n = 1$, в дальнейшем величине N приписывается размерность напряжения.

Значение частоты ПНЧ будет максимальным при наибольшем входном сигнале, когда $U_i = a-1$:

$$f_{x \text{ макс}} = S_f(a-1) \sum_{t=-p}^n a^t.$$

Минимальное значение частоты соответствует отсчету в один квант:

$$f_{x \text{ мин}} = S_f a^{-p}.$$

Динамический диапазон ПНЧ (девиация частоты), необходимый для работы прибора, составляет

$$D_f = \frac{f_{x \text{ макс}}}{f_{x \text{ мин}}} = (a-1) \sum_{t=0}^{n+p} a^t.$$

Уменьшение времени измерения T_n возможно за счет увеличения максимальной рабочей частоты $f_{x \text{ макс}}$ преобразователя. Однако практически этот предел ограничен быстродействием элементов ПНЧ.

1-5. Интерполяционные вольтметры с измерением остаточного заряда интегратора.

В ИЦВ с ПНЧ снижения погрешности дискретности можно достичь измерением остаточного заряда интегратора. В этом случае работа схемы делится на два такта: в первом такте работает преобразователь напряжения в частоту и производится счет импульсов старшими разрядами счетчика; во втором такте измеряется остаточный заряд интегратора и происходит заполнение младших разрядов счетчика. Работа схемы ПНЧ синхронизируется устройством задания временных интервалов.

В первом такте, когда работает ПНЧ, в соответствии с (1-26) результат измерения может быть представлен в виде

$$N_1 = \text{ent} [f_x T_n].$$

Временная диаграмма для этого отрезка времени приведена на рис. 1-8. Выходные импульсы ПНЧ u_f , частота которых пропорциональна измеряемому напряжению u_x , в течение времени T_n поступают в счетчик. Абсолютная погрешность измерения определяется отрезками времени t_1 и t_2 . Из рисунка видно, что фактическое время интегрирования импульсов (при $f_x = \text{const}$)

$$T'_n = N_1 / f_x = T_n + \Delta T_n,$$

где $\Delta T_n = t_1 - t_2$ — абсолютная погрешность времени интегрирования; t_1 и t_2 — интервалы времени, которые при отсутствии синх-

ронизации работы ПНЧ и устройства задания временных интервалов могут с равной вероятностью принимать значения от 0 до $\pm 1/f_x$.

Число импульсов, зафиксированное счетчиком в первом такте,

$$N_1 = (T_n + \Delta T_n) f_x. \quad (1-28)$$

Так как временные интервалы t_1 и t_2 при отсутствии синхронизации могут с равной вероятностью принимать значения от 0 до $\pm 1/f_x$, максимальное фактическое время интегрирования составляет $T_{н. макс} = T_n \pm 1/f_x$. При этом максимальная относительная погрешность дискретности

$$\begin{aligned} \delta_d &= \frac{T'_{н. макс} - T_n}{T_n} = \\ &= \pm \frac{1}{f_x T_n} \approx \pm \frac{1}{N_1}. \end{aligned}$$

Если учесть, что $U_x = q f_x$, то погрешность дискретности можно представить в виде

$$\delta_d = \pm \frac{q}{U_x T_n}.$$

Момент начала отсчета импульсов можно синхронизировать с частотой их поступления. (Такую синхронизацию, например,

легко обеспечить в ПНЧ с импульсной обратной связью.) Момент же окончания счета синхронизировать невозможно. Если начало счета импульсов синхронизировано с частотой их поступления, то при выполнении условия $t_1 = 0$ получим $\Delta T_n = -t_2$. При этом максимальная абсолютная погрешность времени интегрирования

$$\Delta T_{н. макс} = \frac{1}{f_x} = -\frac{q}{U_x}.$$

Максимальная относительная погрешность дискретности при наличии синхронизации ПНЧ определяется выражением

$$\delta_d = -\frac{1}{f_x T_n} = -\frac{q}{U_x T_n}.$$

Таким образом, максимальная относительная погрешность дискретности зависит от значения вольт-секундной площади q участков, на которые разделена зависимость $u_x(t)$. Снижение погрешности дискретности за счет уменьшения площади q можно производить лишь до определенного предела, обусловленного конечной скоростью коммутирующих устройств и ростом погрешности ПНЧ

с увеличением частоты выходных импульсов. Дальнейшее повышение точности можно производить путем измерения вольт-секундной площади Δq последнего участка, для которого выполняется неравенство

$$\Delta q = \int_0^{\Delta T_n} u_x(t) dt < q.$$

Измерение Δq может осуществляться посредством разряда интегратора, в котором зафиксировано значение Δq , от источника

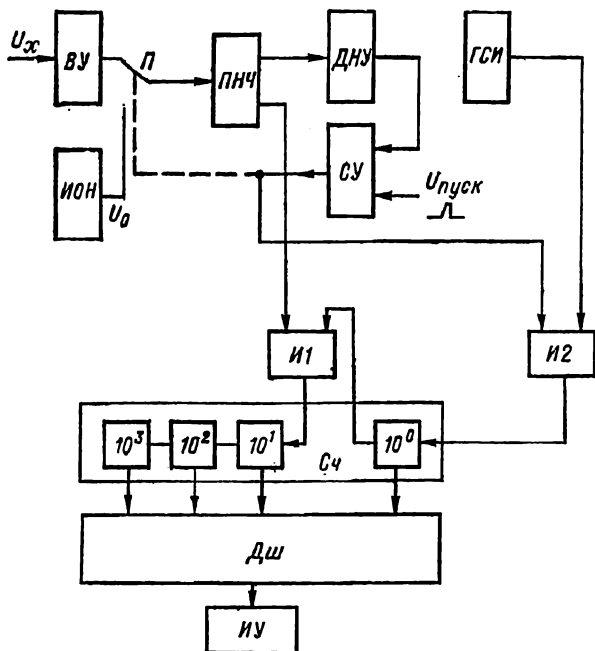


Рис. 1-9. Схема интерполяционного вольтметра с частотным преобразованием

опорного напряжения U_0 и измерения времени разряда T_0 путем счета импульсов тактовой частоты f_0 в соответствии с выражением

$$N_0 = f_0 T_0 = f_0 \frac{\Delta q}{U_0} = \frac{U_x \Delta T_n}{U_0} f_0. \quad (1-29)$$

Окончательный результат измерения получается путем сложения результатов измерения в обоих тактах с учетом их весовых коэффициентов:

$$N = \sum_{t=0}^n N_t a^t. \quad (1-30)$$

Структурная схема интерполяционного ИЦВ с измерением остаточного заряда интегратора ПНЧ приведена на рис. 1-9. Основную

часть прибора составляют преобразователь напряжения в частоту ПНЧ и счетчик импульсов S_c . Измеряемое напряжение U_x через входное устройство ВУ в течение времени первого такта T_n подводится к ПНЧ, выходные импульсы которого через ключ И1 поступают в старшие разряды счетчика S_c . Задание временного интервала T_n осуществляется схемой управления СУ.

После окончания интервала T_n начинается второй, интерполяционный период, в течение которого производится разряд интегратора ПНЧ от источника опорного напряжения ИОН и определение интервала ΔT_n путем счета импульсов, число которых пропорционально заряду, оставшемуся в интеграторе в конце первого такта. Счетные импульсы создаются специальным генератором ГСИ, выход которого подключается к счетчику S_c через ключ И2 после отключения измеряемого напряжения U_x от ПНЧ посредством переключателя П. Когда интегратор полностью разрядится, срабатывает детектор нулевого уровня ДНУ и счет импульсов прекращается. После дешифратора Дш результат измерения в виде $N = N_1 10^1 + \dots + N_0 10^0$ поступает в индикатор ИУ. В начале каждого цикла измерения производится установка интегратора в нулевое состояние.

1-6. Интегрирующие цифровые вольтметры с переменной крутизной преобразования напряжения в частоту

Применение ПНЧ с переменной крутизной преобразования позволяет уменьшить время измерения T_n без увеличения максимальной частоты ПНЧ и ухудшения точности преобразования. В ИЦВ с переменной крутизной преобразования полный цикл измерения разбит на такты одинаковой или разной длительности T_i . Схема ИЦВ с переменной крутизной преобразования напряжения в частоту приведена на рис. 1-10 [29].

В первом такте T_1 компенсирующее напряжение $U_{к1} = 0$ и напряжение на входе ПНЧ $\Delta U_1 = U_x - U_{к1} = U_x$. При этом выходные импульсы ПНЧ с частотой f_1 в течение времени T_1 поступают в n -й разряд счетчика S_c через распределитель Р. Результат, накопленный в n -м разряде счетчика, при помощи цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) преобразуется в эквивалентное компенсирующее напряжение $U_{к2}$, которое запоминается в блоке памяти БП и вычитается из измеряемого напряжения U_x в блоке ВУ.

Разностное напряжение ΔU_2 на выходе блока вычитания ВУ усиливается усилителем У в a раз и затем преобразуется в частоту f_2 . Выходные импульсы преобразователя во втором такте в течение времени $T_2 = T_1$ вводятся в $(n-1)$ -й разряд счетчика S_c . Далее результат, записанный в счетчике, снова преобразуется при помощи блока ЦАП в эквивалентное компенсирующее напряжение $U_{к3}$, которое вычитается из измеряемого напряжения U_x . Разностное напряжение $\Delta U_3 = U_x - U_{к3}$ усиливается в a^2 , и после преобразования в частоту f_3 вводится в счетчик S_c .

Такой процесс последовательного заполнения счетчика продолжается до тех пор, пока не будут заполнены все его разряды. После окончания процесса преобразования результат, записанный в счетчике, по команде блока управления БУ через дешифратор Дш поступает в индикатор ИУ.

Рассмотрим процесс преобразования напряжения в код в таком ИЦВ. Пусть время измерения T_p разбито на такты длительностью

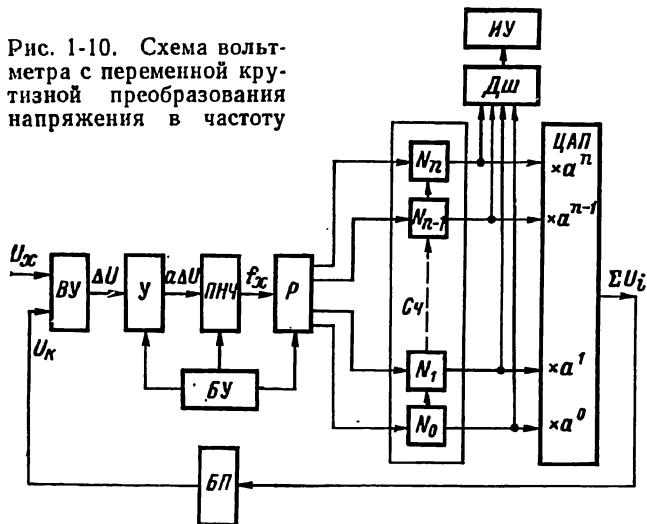


Рис. 1-10. Схема вольтметра с переменной крутизной преобразования напряжения в частоту

$T_j = T_n/a^n$. Так как в первом такте $U_{к1} = 0$, то частота на выходе ПНЧ

$$f_1 = S_{f1} \Delta U_1 \leq f_{\max},$$

где $\Delta U_1 = U_x = \sum_{i=-p}^n U_i a^i$.

Результат измерения частоты f_1 за время T_1 , определенный с учетом выражения (1-26), дает

$$N_n = \text{ent} [f_1 T_1] = \text{ent} \left[\frac{T_n S_{f1}}{a^n} \sum_{i=-p}^n U_i a^i \right] \quad (1-31)$$

Если выполнено условие $S_{f1} T_n = 1$, то величина N_n будет иметь размерность напряжения

$$N_n = \text{ent} \left[a^{-n} \sum_{i=-p}^n U_i a^i \right] = U_n, \quad (1-32)$$

т. е. код числа N_n определяет содержание старшего n -го разряда счетчика Сч и численно равен старшему коэффициенту разложения измеряемого напряжения u_x .

В результате обратного преобразования кода N_n в напряжение компенсации с учетом веса разряда a^n получаем

$$U_{к2} = N_n a^n.$$

Разностное напряжение, образующееся на выходе блока вычитания,

$$\Delta U_2 = U_x - U_{к2} = \sum_{i=-p}^{n-1} U_i a^i,$$

усиливается в a раз и преобразуется в эквивалентную частоту

$$f_2 = S_{f2} \Delta U_2,$$

где $S_{f2} = R_{f1} a$ — эквивалентная крутизна ПНЧ во втором такте.

Результат измерения частоты f_2 во втором такте за время $T_2 = T_1$

$$N_{n-1} = \text{ent} \left[\frac{T_n S_{f1}}{a^n} \sum_{i=-p+1}^n U_{i-1} a^i \right] = U_{n-1}$$

определяет содержание $(n-1)$ -го разряда счетчика $Sч$ и соответствует следующему $(n-1)$ -му коэффициенту разложения u_x .

После преобразования кода числа N_{n-1} в напряжение $U_{n-1} = a^{n-1} N_{n-1}$ вырабатывается компенсирующее напряжение $U_{к3} = U_n + U_{n-1}$.

Для произвольного j -го такта измерения, осуществляя операцию вычитания в аналоговой форме компенсирующего напряжения:

$$U_{kj} = \sum_{i=n-j+2}^n U_i a^i, \quad U_{к1} = 0,$$

(где $j = 2, 3, \dots, n+1+p$) из входного сигнала U_x , получим разностное напряжение

$$\Delta U_j = U_x - U_{kj} = \sum_{i=-p}^{n-j+1} U_i a^i.$$

Значение частоты на выходе ПНЧ при этом будет

$$f_j = S_{fj} \Delta U_j = S_{f1} a^{j-1} \sum_{i=-p}^{n-j+1} U_i a^i.$$

Так как максимальное значение частоты в j -м такте

$$f_{j \text{ макс}} = S_{f1} a^{j-1} (a-1) \sum_{i=-p}^{n-j+1} a^i = S_{f1} (a-1) \sum_{i=-p+j-1}^n a^i, \quad (1-33)$$

то, учитывая, что

$$S_{f1} (a-1) \sum_{i=-p+j-1}^n a^i < S_{f1} (a-1) \sum_{i=-p}^n a^i = f_{\text{макс}},$$

получим $f_{j \text{ макс}} < \dot{f}_{\text{макс}}$, т. е. максимальное значение частоты в произвольном такте не превышает максимального значения частоты в первом такте.

Минимальное значение частоты в произвольном j -м такте соответствует отсчету в один квант за время $T_j = T_n a^{-n}$:

$$f_{j \text{ мин}} = a^n T_n^{-1}.$$

Необходимая девиация частоты ПНЧ при этом не превышает

$$D_{f \text{ макс}} = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{j \text{ мин}}} = S_{f1} (a-1) a^{-n} \sum_{i=-p}^n a^i T_n.$$

Из равенства $(a-1) \sum_{i=-p}^n a^i = a^{n+1} - a^{-p}$ и условия $S_{f1} T_n = 1$ следует, что

$$D_{f \text{ макс}} = a - a^{-p-n} \approx a.$$

Последовательные измерения частоты f_j за интервалы T_j позволяют определить числа

$$N_{n-j+1} = \text{ent} \left[\frac{T_n S_{f1}}{a^n} \sum_{i=-p+j-1}^n U_{i-j+1} a^i \right], \quad (1-34)$$

записанные во всех разрядах счетчика Cu .

Последний (младший) член ряда N_{n-m+1} определяется необходимой точностью преобразования и ограничен возможностями увеличения крутизны ПНЧ из-за дрейфа нулевого уровня и собственных шумов усилителя $У$. Число N_{n-m+1} , полученное в последнем такте, в аналоговую форму не переводится.

Если обеспечить n -кратное увеличение крутизны S_{f1} в a раз:

$$S_{fm} = S_{f1} a^{m-1} = S_{f1} a^n,$$

то при $S_{f1} T_n = 1$ будет получено число $N = \sum_{i=0}^n U_i a^i$, соответствующее $(n+1)$ членам разложения U_x .

Время измерения таким вольтметром без учета времени, необходимого для цифро-аналогового преобразования, запоминания и вычитания, определяется как сумма времен отдельных тактов T_j :

$$T_p = \sum_{j=1}^{n+1} T_j = \frac{T_n (n+1)}{a^n}. \quad (1-35)$$

Так как обычно ИЦВ работают в десятичной системе счисления, то при $a = 10$ получаем, что необходимая девиация частоты

$$D_{f \text{ макс}} = 10,$$

а время преобразования составляет

$$T_{p10} = T_n (n+1) \cdot 10^{-n},$$

где n — число разрядов ИЦВ. Зависимость времени преобразования от числа разрядов приведена на рис. 1-11.

Способ, использованный в ИЦВ с переменной крутизной преобразования, является частным случаем обмена запаса чувствительности предварительного усилителя ПНЧ на безредействие. Использование запаса чувствительности ПНЧ применением алгоритма, описанного выше, при сохранении значения младшего разряда и максимальной частоты f_{\max} позволяет значительно увеличить быстродействие АЦП по сравнению с разомкнутой структурной схемой. При этом девиация частоты ПНЧ может быть сравнительно небольшой ($D_{f_{\max}} = 10$).

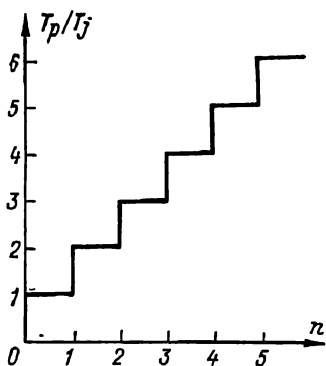


Рис. 1-11. Зависимость времени преобразования от числа разрядов

Алгоритм работы такого АЦП напоминает алгоритм работы АЦП поразрядного уравнивания, так как происходит итерационный процесс компенсации измеряемого напряжения. Однако в АЦП поразрядного уравнивания вначале включается компенсирующее напряжение и его изменение происходит до появления перегрузки сравнивающего устройства (изменения полярности напряжения на входе схемы сравнения). В АЦП с переменной крутизной компенсирующее напряжение включается только после того, как произведена оценка разностного напряжения на входе ПНЧ, поэтому каждый разряд ЦАП может быть включен только

тогда, когда входной сигнал имеет соответствующее значение. Эта особенность АЦП с переменной крутизной устраняет возможность возникновения перегрузок ПНЧ и, следовательно, позволяет сократить время между соседними сравнениями.

При работе ИЦВ с переменной крутизной преобразования возникают статические и динамические погрешности. Динамическая погрешность обусловлена изменением измеряемого напряжения $u_x(t)$ за время такта.

При определении динамической погрешности будем считать, что отсчет в любом такте определяется целой частью интеграла от напряжения Δu на входе ПНЧ за время интегрирования t_n . В первом такте $U_{к1} = 0$, $\Delta u_1 = u_x(t)$ и результат измерения

$$N_n = \text{ent} \left[S_{f1} \int_0^{t_n} u_x(t) dt \right].$$

Во втором такте $U_{к2} = a^n N_n$, $\Delta u_2 = u_x(t) - a^n N_n$, а крутизна преобразования увеличивается в a раз, $S_{f2} = S_{f1} a$. При этом результат измерения во втором такте

$$N_{n-1} = \text{ent} \left[a S_{f1} \int_{T_1}^{T_1+t_n} \Delta u_2 dt \right]. \quad (1-36)$$

Используя условие $S_{f1} t_n a^n = 1$ и выполняя интегрирование выражения (1-36), получим

$$N_{n-1} = \text{ent} \left[a S_{f1} \int_{T_1}^{T_1+t_n} u_x(t) dt - a N_n \right]. \quad (1-37)$$

Так как $a N_n$ является целым числом, то из (1-37) находим

$$a N_n + N_{n+1} = \text{ent} \left[a S_{f1} \int_{T_1}^{T_1+t_n} u_x(t) dt \right],$$

откуда после умножения обеих частей выражения на a^{n-1} получаем

$$a^n N_n + a^{n-1} N_{n-1} = a^{n-1} \text{ent} \left[a S_{f1} \int_{T_1}^{T_1+t_n} u_x(t) dt \right].$$

Таким образом, отсчет во втором такте с точностью до одного кванта $(n-1)$ -го разряда равен среднему значению напряжения $u_x(t)$ на интервале $[T_1, (T_1 + t_n)]$. Аналогично для любого j -го участка получаем

$$\begin{aligned} a^n N_n + a^{n-1} N_{n-1} + \dots + a^{n-j+1} N_{n-j+1} = \\ = a^{n-j+1} \text{ent} \left[a^{j-1} S_{f1} \int_{T_{j-1}}^{T_{j-1}+t_n} u_x(t) dt \right]. \end{aligned}$$

Этот результат показывает, что код, записанный в счетчике S_{cj} за j тактов, соответствует среднему значению $u_x(t)$ на интервале $[T_{j-1}, (T_{j-1} + t_n)]$, измеренному с точностью до одного кванта $(n-j+1)$ -го разряда.

Если результат преобразования отнести к середине последнего интервала интегрирования, то при линейном изменении напряжения на этом участке динамическая погрешность будет исключена.

Статическая погрешность ИЦВ с переменной крутизной преобразования в основном определяется статической погрешностью Δ_f преобразователя ПНЧ. Если погрешность Δ_f ПНЧ мала и не приводит к ошибке в отсчете, большей одного кванта младшего разряда, то знак напряжения Δu_j на входе ПНЧ не изменяется во всех тактах T_j :

$$\text{sign } \Delta u_j = \text{sign } u_x.$$

При этом преобразователь ПНЧ можно выполнять однополярным, а счетчик S_{cj} — нереверсивным. Однако если погрешность δ_n

ПНЧ приводит к погрешности отсчета, большей одного кванта младшего разряда, то знак напряжения Δu_j на входе *ПНЧ* может измениться на противоположный в различных тактах T_j и для реализации ИЦВ по описанному алгоритму необходимы двухполярный *ПНЧ* с максимальной рабочей частотой, превышающей $f_{1 \text{ макс}}$, и реверсивный счетчик $S_{\text{ч}}$.

Выходная частота *ПНЧ*, имеющего абсолютную погрешность Δf , в j -м такте определяется выражением

$$f_j = S_{f1} \sum_{i=-p+j-1}^n U_{i-j+1} a^i \pm \Delta f.$$

Результат измерения в j -м такте

$$N_{n-j+1} = \text{ent} \left[\frac{T_n f_j}{a^n} \right] = \text{ent} \left[\frac{T_n}{a^n} S_{f1} \sum_{i=-p+j-1}^n U_{i-j+1} a^i \pm \Delta f \frac{T_n}{a^n} \right].$$

Если учесть, что $S_{j1} T_n = 1$, то

$$N_{n-j+1} = U_{n-j+1} + \text{ent} \left[a^{-n} \sum_{i=-p+j-1}^{n-1} U_{i-j+1} a^i \pm \Delta f \frac{T_n}{a^n} \right].$$

Положим, что сигнал на входе *ПНЧ* такой, что сумма его остатка и погрешности преобразования дает

$$\text{ent} \left[a^{-n} \sum_{i=-p+j-1}^{n-1} U_{i-j+1} a^i \pm \Delta f \frac{T_n}{a^n} \right] = 1. \quad (1-38)$$

В этом случае отсчет в j -м такте дает число

$$N'_{n-j+1} = U_{n-j+1} + 1 = N_{n-j+1} + 1.$$

Следовательно, за счет ошибки *ПНЧ* произошло округление отсчета на одну единицу в сторону ближайшего большего числа N'_{n-j+1} . При этом компенсирующее напряжение

$$U'_{kj} = U_{k(j-1)} + (N_{n-j+1} + 1) a^{n-j+1}$$

создает на входе *ПНЧ* в следующем $(j+1)$ -м такте разностное напряжение

$$\begin{aligned} \Delta U_{j+1} &= U_x - U'_{kj} = \sum_{i=-p}^n U_i a^i - U_{k(j-1)} - (U_{n-j+1} + 1) a^{n-j+1} = \\ &= -a^{n-j+1} + \sum_{i=-p}^{n-j} U_i a^i, \end{aligned}$$

которое приводит к появлению на выходе *ПНЧ* в $(j+1)$ -м такте частоты

$$f'_{i+1} = S_{f1} a^j \Delta U_{j+1} = -S_{f1} a^{n+1} + S_{f1} \sum_{i=-p+j}^n U_{i-j} a^i. \quad (1-39)$$

Ошибка в отсчете N'_{n-j+1} на одну единицу возникает за счет дополнения величиной $\Delta_f T_n a^{-n}$ остатка сигнала $a^{-n} \sum_{i=-p+j-1}^{n-1} U_{i=j+1} a^i$ до целой величины. Если вся ошибка используется для округления, тогда из выражения (1-38) следует, что

$$a^{-n} \sum_{i=-p+j-1}^{n-1} U_{i=j+1} a^i + \Delta_f T_n a^{-n} = 1. \quad (1-40)$$

Абсолютную погрешность преобразователя ПНЧ, приводящую к погрешности в отсчете на одну единицу в j -м такте, находим из выражения (1-40):

$$\Delta_f = \frac{a^n}{T_n} - \frac{1}{T_n} \sum_{i=-p+j-1}^{n-1} U_{i=j+1} a^i. \quad (1-41)$$

Используя значение абсолютной погрешности Δ_f , из выражения (1-39) находим значение частоты на выходе ПНЧ в $(j+1)$ -м такте

$$f'_{j+1} = -S_{f1} a \Delta_f T_n.$$

Так как $S_{f1} T_n = 1$, то окончательно получаем

$$f'_{j+1} = -\Delta_f a.$$

Следовательно, при использовании в АЦП преобразователя ПНЧ, обладающего абсолютной погрешностью Δ_f , для исправления в $(j+1)$ -м такте максимальной ошибки, допущенной в j -м такте, необходимо иметь преобразователь напряжения в частоту, способный преобразовывать отрицательное входное напряжение $\Delta_f a / (S_{f1} a^j)$, и реверсивный счетчик, работающий в режиме вычитания при отрицательном входном сигнале на входе ПНЧ.

Если погрешность ПНЧ такова, что округление отсчета в j -м такте происходит в сторону следующего после N_{n-j+1} меньшего числа $N''_{n-j+1} = N_{n-j+1} - 1$, то аналогично предыдущему можно получить

$$f'_{j+1} = S_{f1} a^{n+1} + S_{f1} \sum_{i=-p+j}^n U_{i=j} a^i,$$

откуда с учетом (1-33) находим

$$f'_{j+1} = \Delta_f a = f_{\max} + \Delta'_f,$$

где $\Delta'_f = S_{f1} \left(a^{-p} + \sum_{i=-p+j}^n U_{i=j} a^i \right)$.

Этот результат показывает, что для исправления в $(j+1)$ -м такте ошибки, допущенной в j -м такте, кроме возможности преобразования отрицательных входных напряжений, преобразователь ПНЧ должен иметь максимальную выходную частоту, на Δ'_f большую по сравнению с f_{\max} .

Таким образом, для коррекции возможных ошибок при использовании неточного *ПНЧ* необходимо иметь *ПНЧ* с более широким динамическим диапазоном (девиацией частоты), чем это требуется в идеальном случае. При этом необходимый запас по частоте зависит от погрешности *ПНЧ* и основания кода, применяемого в АЦП.

Так как ошибки *ПНЧ* могут возникать вследствие влияния наложенных помех, то расширение динамического диапазона *ПНЧ* приведет также к увеличению его помехозащищенности. Аналогичным образом в рассмотренном ИЦВ компенсируются ошибки, возникающие за счет переходных процессов в отдельных тактах.

1-7. Интегрирующие цифровые вольтметры с промежуточным преобразованием напряжения в частоту и преобразователем частоты в напряжение в цепи обратной связи

Высокие метрологические характеристики ИЦВ могут быть получены введением отрицательной обратной связи, охватывающей *ПНЧ*, предварительный усилитель и входные цепи ИЦВ. Однако применение обратной связи в ИЦВ с *ПНЧ* имеет некоторые особенности. В связи с тем что выходной величиной преобразователя является импульсная последовательность, то для введения обратной связи необходимо осуществить обратное преобразование выходной величины в постоянное напряжение.

Такое преобразование можно выполнить при помощи устройства формирования импульсов постоянной вольт-секундной площади и фильтра нижних частот.

Упрощенная структурная схема ИЦВ с *ПНЧ* и отрицательной обратной связью по постоянному напряжению приведена на рис. 1-12, а. Измеряемое напряжение U_x и напряжение обратной связи $U_{o.c}$ подводится к вычитающему устройству ВУ, выходной сигнал которого после усилителя У поступает на преобразователь напряжения в частоту *ПНЧ*. Формирование напряжения обратной связи $U_{o.c}$ производится при помощи преобразователя частоты в напряжение *ПЧН* и фильтра нижних частот *ФНЧ*. Интегрирование частоты f за время измерения T_n производится при помощи счетчика импульсов Сч. В конце цикла результат, накопленный в счетчике, передается в индикатор ИУ. Управление работой отдельных узлов прибора осуществляется блоком управления ВУ.

Так как цифровая часть такого прибора не имеет существенных отличий от ИЦВ с *ПНЧ*, рассмотренного в § 1-4, то основное отличие заключается во введении отрицательной обратной связи, которая охватывает *ПНЧ*. Введение отрицательной обратной связи приводит к уменьшению сигнала постоянного напряжения на входе *ПНЧ* и к появлению на его входе переменного напряжения помехи, обусловленного недостаточной фильтрацией выходного напряже-

ния ПЧН. При этом отношение сигнал-помеха уменьшается при увеличении глубины обратной связи. Кроме того, в такой системе могут возникнуть автоколебания, обусловленные наличием обратной связи.

При анализе преобразователя следует рассматривать два режима. В режиме большого сигнала отношение сигнал-помеха на входе ПЧН значительно больше единицы и влияние помехи на входе ПЧН можно не учитывать. В режиме малого сигнала напряжение помехи становится соизмеримым с выходным сигналом и оказывает на работу преобразователя существенное влияние.

Рассмотрим статические погрешности преобразователя в режиме большого сигнала, считая, что выходное напряжение ПЧН не содержит переменной составляющей. Упрощенная структурная

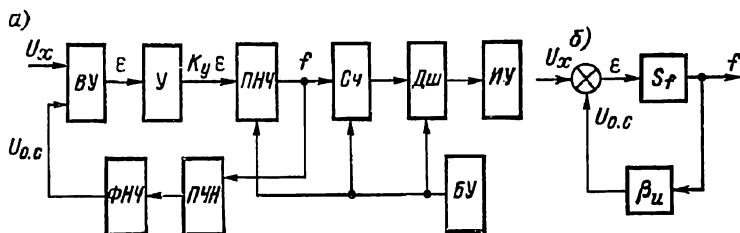


Рис. 1-12. Схема вольтметра с частотным преобразованием и обратной связью по постоянному напряжению

схема преобразователя приведена на рис. 1-12, б. Измеряемое напряжение U_x , включенное последовательно с напряжением обратной связи $U_{o.c}$, прикладывается ко входу преобразователя напряжения в частоту, имеющего крутизну характеристики $S_f = \partial f / \partial U_f$. Выходная частота f преобразуется узлом обратной связи с крутизной характеристики $\beta_u = \partial U_{o.c} / \partial f$ в постоянное напряжение $U_{o.c}$, которое вычитается из измеряемого напряжения U_x . При постоянстве крутизны преобразователей частота выходных импульсов определяется выражением

$$f = U_x S = U_x \frac{S_f}{1 + S_f \beta_u}, \quad (1-42)$$

из которого следует, что введение отрицательной обратной связи уменьшает эквивалентную крутизну преобразователя в $(1 + S_f \beta_u)$ раз по сравнению с крутизной преобразователя без обратной связи.

Нестабильность крутизны преобразователя с отрицательной обратной связью в соответствии с выражением (1-42) можно определить по формуле

$$\Delta S = \frac{\Delta S_f - S_f^2 \Delta \beta_u}{(1 + S_f \beta_u)^2}, \quad (1-43)$$

где $\Delta S_f = \Delta f' / U_f$ — нестабильность крутизны преобразователя без обратной связи; $\Delta \beta_u = \Delta U_{o.c} / f$ — нестабильность звена обрат-

ной связи; $\Delta f'$ — абсолютная погрешность частоты преобразователя; $\Delta U_{o.c}$ — абсолютная погрешность выходного напряжения звена обратной связи.

Подставляя значения нестабильностей отдельных узлов в выражение (1-43), найдем абсолютную погрешность выходной частоты преобразователя

$$\frac{\Delta f}{U_x} = (1 + S_f \beta_u)^{-2} \left(\frac{\Delta f'}{U_f} - S_f^2 \frac{\Delta U_{o.c}}{f} \right),$$

или

$$\Delta f = (1 + S_f \beta_u)^{-2} \left(\frac{U_x}{U_f} \Delta f' - \frac{U_x}{f} S_f^2 \Delta U_{o.c} \right). \quad (1-44)$$

Так как $U_x/U_f = 1 + S_f \beta_u$, то выражение (1-44) можно представить в виде

$$\Delta f = \frac{\Delta f'}{1 + S_f \beta_u} - \frac{S_f \Delta U_{o.c}}{1 + S_f \beta_u}. \quad (1-45)$$

Из выражения (1-45) следует, что погрешность выходной частоты преобразователя уменьшается в $(1 + S_f \beta_u)$ раз при введении отрицательной обратной связи. Кроме того, если погрешности $\Delta f'$ и $\Delta U_{o.c}$ при некотором входном сигнале имеют одинаковые знаки, то возможна их взаимная компенсация.

Относительное изменение крутизны преобразователя с обратной связью можно найти из выражения (1-43):

$$\delta S = \frac{\Delta S}{S} = \frac{\delta S_f - \beta_u S_f \delta \beta_u}{1 + S_f \beta_u},$$

где δS_f — относительное изменение крутизны преобразователя; $\delta \beta_u$ — относительное изменение крутизны звена обратной связи.

Так как снижение частоты выходных импульсов при введении обратной связи уменьшает разрешающую способность (при заданном быстродействии ИЦВ), то увеличение крутизны преобразования обычно производится введением дополнительного усилителя в канал преобразователя, как показано на рис. 1-12, а. При этом крутизна преобразования определяется выражением

$$S' = \frac{K_y S_f}{1 + K_y S_f \beta_u}. \quad (1-46)$$

Если коэффициент усиления K_y выбрать достаточно большим, чтобы выполнялось условие $K_y S_f \beta_u \gg 1$, то крутизна преобразователя будет зависеть только от крутизны звена обратной связи $S' = 1/\beta_u$. Таким образом, введение в канал преобразователя усилителя с большим коэффициентом усиления в $[1 + 1/(S_f \beta_u)]$ раз увеличивает крутизну преобразования и, следовательно, повышает разрешающую способность ИЦВ.

Абсолютная погрешность преобразования при введении дополнительного усилителя определяется выражением

$$\Delta S' = \frac{S_f \Delta K_y + K_y \Delta S_f - K_y^2 S_f^2 \Delta \beta_u}{(1 + K_y \beta_u S_f)^2}, \quad (1-47)$$

где ΔK_y — абсолютная погрешность коэффициента усиления усилителя.

Относительная погрешность преобразования в соответствии с (1-47) определяется формулой

$$\delta S' = \frac{\delta K_y + \delta S_f - K_y S_f \beta_u \delta \beta_u}{1 + K_y S_f \beta_u}.$$

Очевидно, что при $K_y \rightarrow \infty$ относительная погрешность $\delta S' = \delta \beta_u$.

Так, например, если в ИЦВ использовать частотный преобразователь (управляемый генератор) с крутизной $S_f = 10$ кГц/В и погрешностью $\delta S_f = 5\%$, а звено обратной связи будет иметь крутизну $\beta_u = 0,1$ В/кГц и погрешность $\delta \beta_u = 0,1\%$, эквивалентная крутизна преобразователя будет $S = 5$ кГц/В, а его погрешность составит $\delta S = 2,5\%$. Дополнив такой преобразователь усилителем с коэффициентом усиления $K_y = 100$ и погрешностью $\delta K_y = 5\%$, получим, что крутизна преобразования увеличится до $S' = 9,9$ кГц/В, а погрешность уменьшится до $0,2\%$.

При малом входном сигнале и, соответственно, малой частоте на выходе преобразователя из-за недостаточной фильтрации напряжения в цепи обратной связи на входе ПНЧ возможно наличие переменного периодического напряжения помехи u_n . При этом напряжение обратной связи будет иметь вид

$$u_{o.c} = U_0 + u_n, \quad (1-48)$$

где U_0 — постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра; u_n — переменное напряжение на выходе фильтра.

Так как измеряемое постоянное напряжение U_x попадает на вход ПНЧ уменьшенным в $(1 + \beta_u S_f)$ раз, согласно (1-42), то

$$e_x = U_x - U_0 = \frac{U_x}{1 + \beta_u S_f} \approx \frac{U_x}{\beta_u S_f}.$$

Переменная составляющая из цепи обратной связи проходит на вход ПНЧ без ослабления, а ее значение зависит от типа применяемых ПЧН и фильтра. Если ПЧН формирует однополярные прямоугольные импульсы с амплитудой U_n и длительностью t_n , то сигнал на входе ФНЧ можно записать в виде

$$U_{\Phi 1} = U_n \sum_{k=1}^{\infty} [1(t - kT_0) - 1(t - kT_0 - t_n)], \quad (1-48a)$$

где $1(t)$ — единичная функция; $T_0 = 1/f_0$ — период следования импульсов на выходе ПНЧ;

Для ФНЧ в виде двухзвенного RC-фильтра нижних частот с передаточной функцией

$$H_{\Phi}(p) = (A^2 p^2 + Bp + 1)^{-1}, \quad (1-49)$$

где $A^2 = r_1 r_2 C_1 C_2$; $B = r_1 C_1 + r_2 C_2 + r_1 C_2$ — коэффициенты, определяемые параметрами фильтра, выходное напряжение фильтра

$$U_{\Phi 2}(p) = U_{o.c} = \frac{U_{\Phi 1}(p)}{A^2 p^2 + Bp + 1},$$

где

$$U_{\Phi 1}(p) = \frac{U_{н}}{p} (1 - e^{-p t_{н}}) (1 - e^{-p T_0})^{-1}$$

— операторное изображение напряжения на входе фильтра.

Определяя значения полюсов передаточной функции фильтра $H_{\Phi}(p)$, получим

$$U_{o.c}(p) = \frac{U_{н} (1 - e^{-p t_{н}})}{A^2 p (1 - e^{-p T_0}) (p - p_1) (p - p_2)}, \quad (1-50)$$

где $p_{1,2} = (-B \pm \sqrt{B^2 - 4A^2}) / (2A^2)$ — полюсы функции $H_{\Phi}(p)$.

Мгновенное значение напряжения на выходе фильтра найдем как сумму вычетов в особых точках функции $U_{o.c}(p)$:

$$u_{o.c}(t) = \operatorname{res}_{p=p_1} [U_{o.c}(p) e^{p t}] + \operatorname{res}_{p=p_2} [U_{o.c}(p) e^{p t}] + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \operatorname{res}_{p=p_k} [U_{o.c}(p) e^{p t}] + \operatorname{res}_{p=0} [U_{o.c}(p) e^{p t}].$$

Для однократных полюсов p_1 и p_2 вычеты можно определить по теореме разложения:

$$u_1(t) = \operatorname{res}_{p=p_1} [U_{o.c}(p) e^{p t}] = \frac{U_{н}}{A^2} \frac{(1 - e^{-p_1 t_{н}}) e^{p_1 t}}{p_1 (p_1 - p_2) (1 - e^{-p_1 T_0})};$$

$$u_2(t) = \operatorname{res}_{p=p_2} [U_{o.c}(p) e^{p t}] = \frac{U_{н}}{A^2} \frac{(1 - e^{-p_2 t_{н}}) e^{p_2 t}}{p_2 (p_2 - p_1) (1 - e^{-p_2 T_0})}$$

Третье слагаемое имеет бесконечное число полюсов $p_k = j2\pi k / T_0 = jk\omega_0$, поэтому

$$\begin{aligned} u_3(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \operatorname{res}_{p=p_k} [U_{o.c}(p) e^{p t}] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{U_{н}}{A^2} \frac{(1 - e^{-p_k t_{н}}) e^{p_k t}}{T_0 p_k (p_k - p_1) (p_k - p_2)} = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{U_{н}}{A^2} \frac{\sin(k\omega_0 t_{н}/2) [\cos k\omega_0(t - t_{н}/2) + j \sin k\omega_0(t - t_{н}/2)]}{\pi k [p_1 p_2 - (k\omega_0)^2 - jk\omega_0(p_1 + p_2)]}. \end{aligned}$$

Учитывая, что $p_1 p_2 = A^{-2}$, $p_1 + p_2 = -BA^{-2}$, получим

$$u_3(t) = U_{\text{н}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_0 t_{\text{н}}/2) e^{jk\omega_0(t-t_{\text{н}}/2)}}{\pi k [1 - (k\omega_0 A)^2 + jk\omega_0 B]}. \quad (1-51)$$

Значение вычета в полюсе $p = 0$ определяет постоянную составляющую напряжения на выходе $\Phi НЧ$, поэтому

$$u_4 = \operatorname{res}_{p=0} [U_{\text{о.с}}(p) e^{pt}] = U_{\text{н}} t_{\text{н}} f_0 = U_0. \quad (1-52)$$

Напряжения u_1 и u_2 определяют нестационарный процесс на выходе фильтра и в установившемся режиме имеют малое значение. Напряжение u_3 характеризует переменную составляющую на выходе фильтра в установившемся режиме и представляет собой напряжение помехи, т. е. $u_3 = u_{\text{п}}$. Как следует из выражения (1-51), напряжение помехи можно записать в виде

$$u_{\text{п}} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{\text{п}k} e^{j[k\omega_0(t-t_{\text{н}}/2) - \varphi_k]}, \quad (1-53)$$

где $U_{\text{п}k} = \frac{U_{\text{н}} \sin k\omega_0 t_{\text{н}}/2}{\pi k \sqrt{[1 - (k\omega_0 A)^2]^2 + (k\omega_0 B)^2}}$ — амплитуда k -й гармоники

помехи, $\varphi_k = \operatorname{arctg} \frac{k\omega_0 B}{1 - (k\omega_0 A)^2}$ — начальная фаза k -й гармоники помехи.

Так как $U_{\text{п}k}$ является четной, а φ_k — нечетной функцией индекса k , то, переходя в выражении (1-53) от комплексных функций к тригонометрическим, получим

$$u_{\text{п}} = 2U_0 \sum_{k=1}^{\infty} H(k\omega_0) \frac{\sin k\omega_0 t_{\text{н}}/2}{k\omega_0 t_{\text{н}}/2} \cos [(k\omega_0(t-t_{\text{н}}/2) - \varphi_k)], \quad (1-54)$$

где

$$H(k\omega_0) = \{[1 - (k\omega_0 A)^2]^2 + (k\omega_0 B)^2\}^{-1/2}$$

— амплитудно-частотная характеристика $\Phi НЧ$ на дискретных частотах $k\omega_0$.

Так как величина $H(k\omega_0)$ быстро уменьшается с ростом k , то в выражении (1-54) можно ограничиться конечным числом n членов ряда. При приближенном анализе погрешности, вызванной переменным напряжением помехи, фазы отдельных гармоник можно полагать равными нулю. В этом наиболее неблагоприятном случае переменная составляющая напряжения на входе ПНЧ будет иметь значение

$$U_{\text{п}} = 2U_0 \sum_{k=1}^n H(k\omega_0). \quad (1-55)$$

Отношение полезного сигнала к помехе, согласно (1-55), на входе ПНЧ составит

$$\frac{\varepsilon_x}{U_{\text{п}}} = \left[2S_f \beta_u \sum_{k=1}^n H(k\omega_0) \right]^{-1}$$

Если ограничиться основной гармоникой частоты преобразования, то

$$\frac{\varepsilon_x}{U_{\text{п}}} = \frac{\sqrt{[1 - (\omega_0 A)^2]^2 + (\omega_0 B)^2}}{2\beta_u S_f} \quad (1-55a)$$

График зависимости $\varepsilon_x/U_{\text{п}}$ от частоты преобразования приведен на рис. 1-13. Так как с увеличением измеряемого напряжения пропорционально растет выходная частота ПНЧ, то из графика видно, что при больших сигналах эффективность фильтрации достаточно высокая даже для основной частоты преобразования [31].

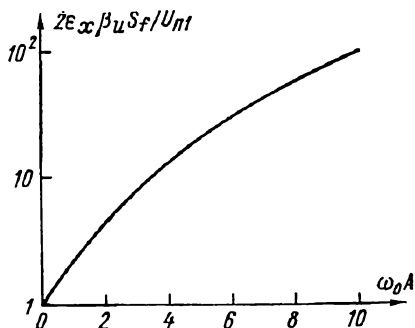


Рис. 1-13. Зависимость отношения полезного сигнала к помехе от частоты преобразования

Наличие на входе ПНЧ переменной составляющей напряжения $u_{\text{п}}$ приводит к временному смещению импульсов последовательности (1-48а). Расчет спектра выходного напряжения ПНЧ для модулированной последовательности импульсов, выполненный в работе [32], показывает, что если величина переменного на-

пряжения на входе ПНЧ невелика и не появляется ограничения выходного напряжения усилителя U , то определение отношения напряжения сигнала к напряжению помехи можно производить по формуле (1-55а).

1-8. Интегрирующие цифровые вольтметры с потенциометрической обратной связью

ИЦВ с потенциометрической обратной связью являются разновидностью ИЦВ с переменной крутизной преобразования, в которых цикл измерения развивается на три последовательных такта. Обобщенная структурная схема ИЦВ с потенциометрической обратной связью показана на рис. 1-14, а.

В первом такте измеряемое напряжение U_x при помощи преобразователя ПНК1 напряжения в код преобразуется в код, который записывается в m_1 старших разрядов счетчика Сч. Во втором такте код старших разрядов подвергается обратному преобразованию в напряжение при помощи преобразователя ПНК2 кода в напряжение. Затем при помощи устройства вычитания ВУ выделяется раз-

ностное напряжение ΔU_x , которое преобразователем ПНК2 преобразуется в код, записываемый в m_2 младших разрядов счетчика Сч. В итоге образуется суммарный выходной код, состоящий из $n = m_1 + m_2$ разрядов.

В ИЦВ с потенциометрической обратной связью один или оба ПНК могут быть интегрирующими. Однако возможно построение таких ИЦВ, в которых один и тот же преобразователь используется в обоих тактах. На практике наибольшее распространение получили ИЦВ с частотным или временным преобразованием в обоих тактах. ИЦВ с частотным преобразованием в обоих тактах получили название интегротенциометрических вольтметров, а ИЦВ с временным преобразованием в обоих тактах известны как вольтметры

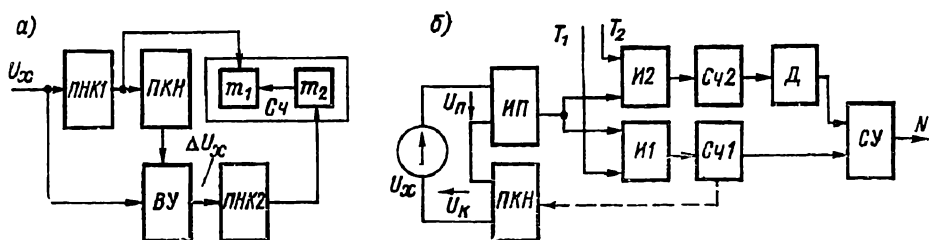


Рис. 1-14. Схема вольтметра с потенциометрической обратной связью (а) и с использованием одного преобразователя в обоих тактах (б)

с динамическим расширением шкалы. Приборы, в которых интегрирующий преобразователь используется только в одном такте, получили меньшее распространение, так как они имеют более низкую помехозащищенность.

Анализ ИЦВ с использованием одного и того же преобразователя в обоих тактах можно провести по структурной схеме, представленной на рис. 1-14, б. Процесс преобразования напряжения в цифровой код по этой схеме разделяется на несколько последовательных тактов. В первом такте компенсирующее напряжение $U_k = 0$, и измеряемое напряжение $U_x = U_n$ поступает на вход преобразователя ИП с коэффициентом передачи K_1 (в интегротенциометрических вольтметрах используется частотно-импульсный преобразователь; в вольтметрах с динамическим расширением шкалы — время-импульсный преобразователь с последующим преобразованием временных интервалов в эквивалентное число импульсов).

За время такта T_1 счетчик Сч1 через ключ И1 фиксирует число импульсов

$$N_1 = U_x K_1 T_1. \quad (1-56)$$

Во втором такте цифро-аналоговый преобразователь ПКН цепи обратной связи с коэффициентом передачи β вырабатывает компенсирующее напряжение $U_k = N_1 \beta$, которое вычитается из измеря-

мого напряжения U_x . При этом напряжение на входе преобразователя уменьшается до величины

$$U_n'' = U_x (1 - K_1 T_1 \beta).$$

Поскольку напряжение на входе преобразователя в третьем такте оказывается весьма малым, то коэффициент передачи ИП увеличивается до значения K_2 , а время интегрирования — до T_2 . При этом счетчик $Cч2$ через ключ $И2$ фиксирует число импульсов

$$N_2 = U_x K_2 T_2 (1 - K_1 T_1 \beta). \quad (1-57)$$

Для приведения показаний счетчиков $Cч1$ и $Cч2$ к одному масштабу число импульсов N_2 , зарегистрированное $Cч2$, умножается на масштабный коэффициент $m = K_1 T_1 / K_2 T_2$ делителя D . Окончательный результат преобразования получается сложением показаний счетчиков в суммирующем устройстве $CУ$:

$$N = N_1 + m N_2 = U_x (K_1 T_1 + m K_2 T_2 - m K_1 K_2 T_1 T_2 \beta). \quad (1-58)$$

Погрешность преобразования в общем случае определяется выражением

$$\delta_H = \frac{1}{H} \left(\left| \frac{\partial H}{\partial K_1} \right| \Delta K_1 + \left| \frac{\partial H}{\partial T_1} \right| \Delta T_1 + \left| \frac{\partial H}{\partial K_2} \right| \Delta K_2 + \right. \\ \left. + \left| \frac{\partial H}{\partial T_2} \right| \Delta T_2 + \left| \frac{\partial H}{\partial m} \right| \Delta m + \left| \frac{\partial H}{\partial \beta} \right| \Delta \beta \right),$$

где $H = N/U_x$ — коэффициент передачи преобразователя.

С учетом масштабного коэффициента m погрешность преобразователя принимает вид

$$\delta_H = \frac{1 - K_1 T_1 \beta}{2 - K_1 T_1 \beta} \left(\delta_{k1} + \delta_{T1} + \delta_{k2} + \delta_{T2} + \delta_m + \frac{K_1 T_1 \beta \delta_\beta}{1 - K_1 T_1 \beta} \right), \quad (1-59)$$

где δ_{k1} , δ_{T1} , δ_{k2} , δ_{T2} , δ_m , δ_β — относительные погрешности отдельных узлов преобразователя.

Анализ выражения (1-59) показывает, что относительная погрешность преобразователя имеет наименьшее значение, если коэффициент передачи цепи обратной связи выбирается равным обратному значению коэффициента передачи в первом такте:

$$\beta = 1/(K_1 T_1).$$

При этом погрешность преобразователя полностью определяется только погрешностью $\delta_H = \delta_\beta$ ПКН, которая может быть сделана достаточно малой. Следует отметить, что, по существу, в таком преобразователе осуществляется обмен запаса чувствительности в третьем такте на точность.

Если учесть малую величину, отличающую полное приращение функции от суммы ее частных дифференциалов по всем переменным, то относительная погрешность преобразования может быть определена из выражения

$$\delta_H = \delta_\beta + \delta_1 \delta_2, \quad (1-60)$$

где δ_1 и δ_2 — относительные погрешности преобразования напряжения в число импульсов соответственно в первом и третьем тактах. Выражение (1-60) позволяет при заданной погрешности ПКН определить требования к точности импульсного преобразователя.

Упрощенная структурная схема ИЦВ интегропотенциометрического типа приведена на рис. 1-15. Измеряемое напряжение U_x преобразуется в ток при помощи преобразователя ПНТ, чувствительность которого регулируется входным делителем на резисторах $R1-R4$ при изменении предела измерения и резистором $R5$ при

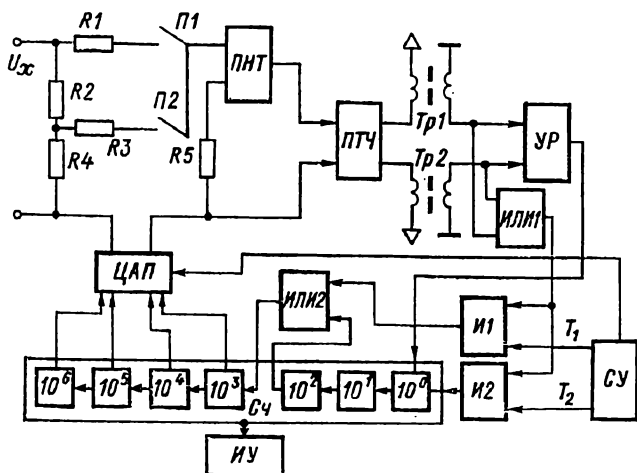


Рис. 1-15. Схема интегропотенциометрического вольтметра

переходе ко второму такту преобразования. Выходной ток преобразователя ПНТ управляет преобразователем тока в частоту импульсов ПТЧ. Импульсы, соответствующие положительной полярности измеряемого напряжения, через трансформатор $Tr1$ и ключевую схему $И1$ поступают в реверсивный счетчик $Сч$. Аналогично импульсы, соответствующие отрицательной полярности измеряемого напряжения, через трансформатор $Tr2$ и ключевую схему $И1$ поступают в счетчик $Сч$. Реверсирование счетчика от сложения импульсов на вычитание их при изменении знака измеряемого напряжения осуществляется схемой $УР$.

Во время первого такта осуществляется сравнительно неточное преобразование измеряемого напряжения в частоту импульсов. Обычно погрешность первого преобразования не превышает 0,1%. Результат первого измерения фиксируется в трех старших разрядах (10^3 , 10^4 , 10^5) счетчика $Сч$. Длительность первого такта при частоте сети 50 Гц составляет $T_1 = 20$ мс. Четвертый разряд счетчика (10^6) используется при переполнении трех предыдущих разрядов и указывает на перегрузку вольтметра входным сигналом.

Если частота генератора счетных импульсов $f_1 = 60$ кГц, то за время $T_1 = 20$ мс возможна перегрузка на 20%.

После окончания первого периода преобразования схемой управления СУ включается цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, который вырабатывает компенсирующее напряжение U_k . Погрешность ЦАП делается меньше 0,005%. Выходное напряжение ЦАП вводится последовательно с измеряемым напряжением, а разностное напряжение ΔU_x во втором такте преобразуется в пропорциональную частоту импульсов. Выходные импульсы преобразователя во втором такте через ключевую схему И2 вводятся в младшие разряды ($10^0, 10^1, 10^2$) счетчика Сч.

Так как разностный сигнал ΔU_x используется для заполнения трех разрядов счетчика с ценой деления на три порядка меньше, чем в первом такте преобразования, то коэффициент передачи преобразования во втором такте необходимо увеличить в 10^3 раз. С этой целью время измерения во втором такте увеличивается до $T_2 = 1$ с, а крутизна преобразователя напряжения в ток в 20 раз. В результате каждая 1000 импульсов, поступившая на вход младших разрядов счетчика, приводит к появлению импульсов переноса в четвертый разряд счетчика через схему ИЛИ2. В зависимости от знака ошибки ΔU_x эти импульсы переноса либо складываются с результатом, накопленным в старших разрядах счетчика Сч, либо вычитаются из него.

В конце третьего такта преобразования производится передача накопленного в счетчике результата в индикаторное устройство ИУ, в котором он сохраняется до окончания следующего измерительного цикла.

Влияние помехи на погрешность ИЦВ с потенциометрической обратной связью значительно больше во втором такте, чем в первом, что обусловлено малым значением разностного полезного сигнала и отсутствием компенсации помехи. Поэтому для повышения быстродействия ИЦВ (рис. 1-14, а) можно использовать неинтегрирующий преобразователь ПНК1, например преобразователь напряжения во временной интервал с пилообразным развертывающим напряжением. При этом полный цикл измерения будет складываться из времени t_1 , необходимого для определения m_1 старших разрядов при помощи развертывающего преобразователя ПНК1, времени $t_{об}$ преобразования кода в напряжение обратной связи и времени t_2 , необходимого для определения младших разрядов при помощи интегрирующего преобразователя ПНК2. Сокращение времени измерения происходит благодаря применению быстродействующего преобразователя ПНК1.

Рассмотрим погрешность ИЦВ с время-импульсным развертывающим преобразованием в первом такте. Временная диаграмма для первого такта преобразования, в котором измеряемое напряжение U_x преобразуется в пропорциональный временной интервал $t_x = S_1 U_x$, показана на рис. 1-16, а, где S_1 — крутизна развертывающего пилообразного напряжения. В результате первого преоб-

разования будет измерено напряжение (без учета погрешности дискретности)

$$U_1 = U_x (1 + \delta_1), \quad (1-61)$$

где δ_1 — относительная погрешность ПНК1.

При обратном преобразовании кода в напряжение получим компенсирующее напряжение

$$U_k = U_1 (1 + \delta_p),$$

где δ_p — погрешность преобразователя ПКН.

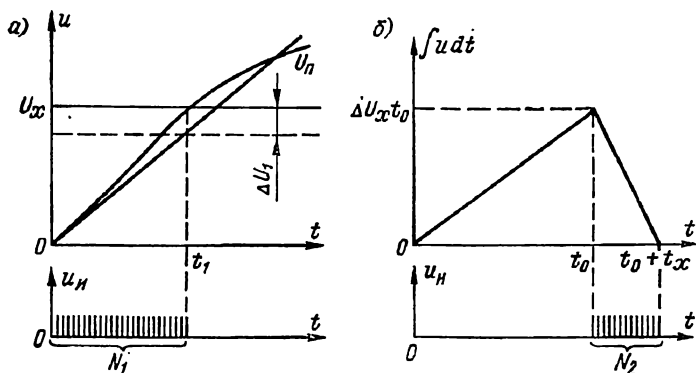


Рис. 1-16. Процесс преобразования напряжения в первом (а) и втором (б) тактах работы интегротензометрического вольтметра

Разностное напряжение на выходе устройства вычитания ВУ

$$\Delta U_x = U_x - U_k$$

поступает на вход интегрирующего преобразователя ПНК2. Временная диаграмма для второго такта преобразования, в котором разностное напряжение ΔU_x преобразуется в пропорциональный временной интервал $\Delta t_x = \Delta U_x t_0 / U_0$, приведена на рис. 1-16, б, где t_0 — время интегрирования разностного напряжения ΔU_x ; U_0 — опорное напряжение. В результате второго преобразования будет измерено напряжение (без учета погрешности дискретности)

$$U_2 = \Delta U_x (1 + \delta_2), \quad (1-62)$$

где δ_2 — относительная погрешность преобразователя ПНК2.

Окончательный результат преобразования получается путем сложения показаний счетчиков за оба такта измерения. Результирующее измеренное напряжение

$$U_n = U_1 + U_2 = U_x [(1 + \delta_1) + (1 + \delta_2) - (1 + \delta_1)(1 + \delta_2)(1 + \delta_p)]. \quad (1-63)$$

Относительная погрешность преобразования

$$\delta_n = 1 - \frac{U_n}{U_x} = (1 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_1 \delta_2) \delta_\beta + \delta_1 \delta_2. \quad (1-64)$$

Если $\delta_1 \ll 1$ и $\delta_2 \ll 1$, то становится очевидным, что погрешность преобразования полностью определяется только погрешностью преобразователя кода в напряжение обратной связи $\delta_n \approx \delta_\beta$.

1-9. Интегрирующие цифровые вольтметры с промежуточным преобразованием напряжения в интервал времени

ИЦВ с промежуточным преобразованием напряжения в интервал времени можно классифицировать по принципу построения структурной схемы АЦП или по типу преобразователя напряжения во

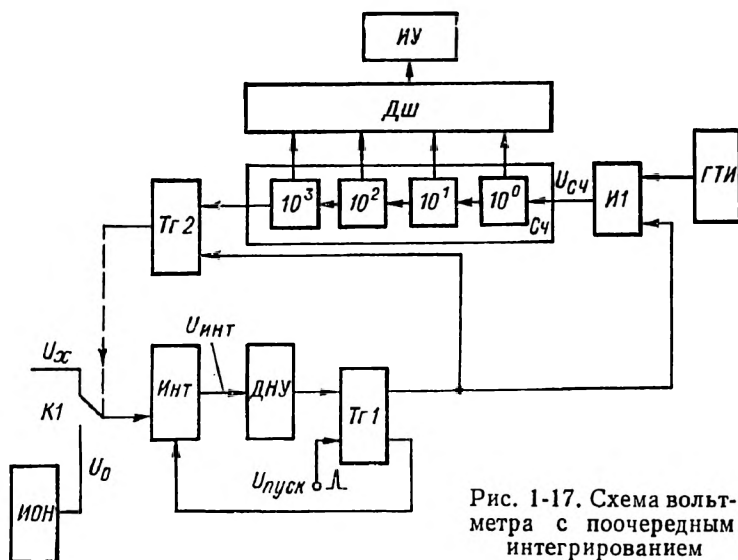


Рис. 1-17. Схема вольтметра с поочередным интегрированием

временной интервал (ПНВ). По принципу построения структурной схемы АЦП можно разделить на следующие типы: а) преобразователи поочередного (двойного) интегрирования измеряемого и образцового напряжений; б) преобразователи поочередного интегрирования с переменной крутизной интегрирования; в) преобразователи с нониусным измерением временного интервала; г) преобразователи с широтно-импульсной модуляцией.

ИЦВ с аналого-цифровым преобразователем поочередного интегрирования относятся к приборам, в которых производится сравнение интегралов измеряемого и образцового напряжений. Структурная схема такого вольтметра приведена на рис. 1-17 [9].

При поступлении пускового импульса срабатывает триггер Тг1 и начинается интегрирование измеряемого напряжения U_x интегра-

тором *Инт*. Срабатывание триггера *Tz1* открывает схему *И1*, и импульсы тактовой частоты f_0 от генератора *ГТИ* поступают в счетчик *Сч*. При заполнении счетчика *Сч* на его выходе появляется импульс, который приводит к срабатыванию триггера *Tz2*. Срабатывание триггера *Tz2* вызывает переключение ключа *K1* на интегрирование опорного напряжения U_0 от источника *ИОН*.

При интегрировании опорного напряжения, полярность которого противоположна полярности измеряемого напряжения, происходит разряд интегратора. При полном разряде интегратора срабатывает детектор нуля *ДНУ*, и триггер *Tz1* возвращается в исходное состояние. При этом запирается схема *И1* и прекращается счет импульсов счетчиком *Сч*. Результат, накопленный в счетчике, поступает в дешифратор *Дш* и с него в индикатор *ИУ*. Графики временных зависимостей напряжений в различных точках схемы приведены на рис. 1-18.

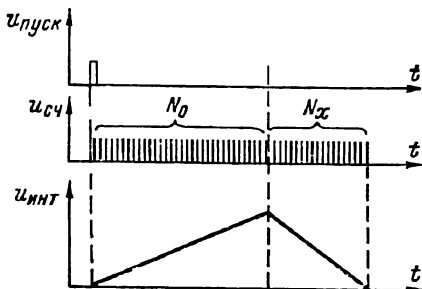


Рис. 1-18. Процессы в вольтметре с поочередным интегрированием

Рассмотрим процесс преобразования напряжения в код в ИЦВ с двукратным интегрированием. Измеряемое напряжение $u_x(t)$ преобразуется во временной интервал T_x в соответствии с выражением [47]:

$$\int_0^{T_0} u_x(t) dt = \int_0^{T_x} U_0 dt, \quad (1-65)$$

откуда

$$T_x = \frac{\bar{U}_x}{U_0} T_0 = \bar{U}_x S_t, \quad (1-66)$$

где \bar{U}_x — среднее значение измеряемого напряжения за время T_0 ; $S_t = T_0/U_0$ — крутизна преобразования напряжения во временной интервал.

В результате интегрирования опорной частоты f_0 за время T_x в счетчике *Сч* будет записано число

$$N = \text{ent} [f_0 T_x] \sum_{i=q}^n N_i a^i, \quad (1-67)$$

где $\text{ent} [t_0 T_x]$ — наибольшее целое число, не превышающее $f_0 T_x$; q — индекс младшего члена разложения, который определяет значение младшего разряда a^q ; N_i — число, записанное в i -м разряде счетчика *Сч*; a — основание кода счетчика АЦП.

Значение N_i определяется частотой f_0 тактовых импульсов и временем T_i поступления их в i -й разряд счетчика:

$$N_i = f_0 T_i = U_i S_i f_0. \quad (1-68)$$

Если выполняется условие $S_i f_0 = 1^*$, то результатом преобразования является совокупность чисел $N_i = U_i$, и число

$$N = \sum_{i=0}^n N_i a^i, \quad (1-69)$$

т. е. в счетчике АЦП будет записан код, соответствующий $(n + 1)$ членам разложения \bar{U}_x .

Время измерения в таком преобразователе

$$T_{\text{и}} = T_0 + T_x = T_0 + \bar{U}_x S_i$$

будет минимальным при наименьшем входном сигнале, соответствующем отсчету в один квант:

$$T_{\text{и. мин}} = T_0 + \frac{1}{f_0},$$

и максимальным при наибольшем входном сигнале:

$$T_{\text{и. макс}} = T_0 + \frac{1}{f_0} (a-1) \sum_{i=0}^n a^i.$$

Динамический диапазон АЦП составляет

$$D_i = \frac{T_{\text{и. макс}} - T_0}{T_{\text{и. мин}} - T_0} = (a-1) \sum_{i=0}^n a^i.$$

Уменьшение времени измерения $T_{\text{и. макс}}$ возможно за счет сокращения времени T_0 интегрирования измеряемого сигнала и увеличения частоты f_0 опорного генератора. Время T_0 обычно выбирается из условия обеспечения заданной помехоустойчивости ИЦВ, а увеличение частоты f_0 опорного генератора ограничено быстрым действием элементов ПНВ.

Статическая погрешность АЦП состоит из погрешности цифрового представления и инструментальной погрешности. Погрешность цифрового представления определяется числом разрядов $n - q + 1$ выходного кода и значением кванта a^q . Инструментальная погрешность зависит от погрешности линейности интегратора и неустойчивости отдельных узлов ПНВ.

Из выражения (1-65) следует, что

$$\bar{U}_x T_0 (1 - \delta_1) = U_0 T_x (1 - \delta_2), \quad (1-70)$$

где δ_1 — погрешность линейности в первом такте интегрирования, δ_2 — погрешность линейности во втором такте интегрирования.

* Так как коэффициент $S_i f_0$ размерный, то, полагая $S_i f_0 = 1$, в дальнейшей величине N_i приписывается размерность напряжения.

Решая уравнение (1-70) относительно \bar{U}_x , получим

$$\bar{U}_x = U_0 \frac{T_x}{T_0} \frac{1 - \delta_2}{1 - \delta_1} \approx U_0 \frac{T_x}{T_0} (1 - \delta_2 + \delta_1). \quad (1-71)$$

Из уравнения (1-71) видно, что при $\delta_1 = \delta_2$ погрешность линейности полностью компенсируется. Это справедливо при равенстве измеряемого и опорного напряжений, так как при этом $T_x = T_0$. Погрешность линейности интегратора также частично компенсируется, если $\delta_1 \approx \delta_2$.

В соответствии с выражением (1-71) инструментальная погрешность АЦП

$$\delta_{\text{и}} = \delta_{\text{л}} + \delta_{\text{и}} + \delta_{T_x} - \delta_{T_0},$$

где $\delta_{\text{л}} = \delta_1 - \delta_2$ — погрешность линейности интегратора; $\delta_{\text{и}}$ — погрешность источника опорного напряжения; δ_{T_x} — погрешность измерения временного интервала T_x ; δ_{T_0} — погрешность измерения временного интервала T_0 . 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 источника опорного напряжения U_0 , что является несомненным достоинством метода поочередного интегрирования.

Можно, однако, отметить следующие источники дополнительных погрешностей: утечка ключей, коммутирующих источники измеряемого и образцового напряжений; остаточные токи и напряжения коммутирующих ключей; дрейф нулевого уровня интегратора и детектора нуля; переходные процессы в интеграторе при коммутации источников измеряемого и опорного напряжений. Перечисленные и некоторые другие погрешности могут в значительной мере снизить преимущества АЦП поочередного интегрирования.

1-10. Интегрирующие цифровые вольтметры с переменной крутизной преобразования напряжения в интервал времени

Применение преобразователей с переменной крутизной преобразования напряжения во временной интервал позволяет повысить точность ИЦВ и увеличить их быстродействие. Процесс преобразования напряжения в таких ИЦВ разделен на два последовательных такта, а принцип действия поясняется структурной схемой рис. 1-19 [7].

В первом такте производится интегрирование измеряемого напряжения u_x за фиксированное время t_0 и создание на выходе интегратора величины

$$\bar{U}_x = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} u_x dt.$$

Так как измерение временного интервала t_0 производится путем счета числа импульсов от генератора тактовой частоты f_0 при помощи цифрового счетчика, то он определяется достаточно точно, если в качестве задатчика времени использован высокостабильный кварцевый генератор. При этом погрешность измерения интервала времени t_0 можно сделать меньше 0,001%.

Во втором такте за $(n + 1)$ последовательных шагов длительностью T_i производится разряд интегратора от источника опорного

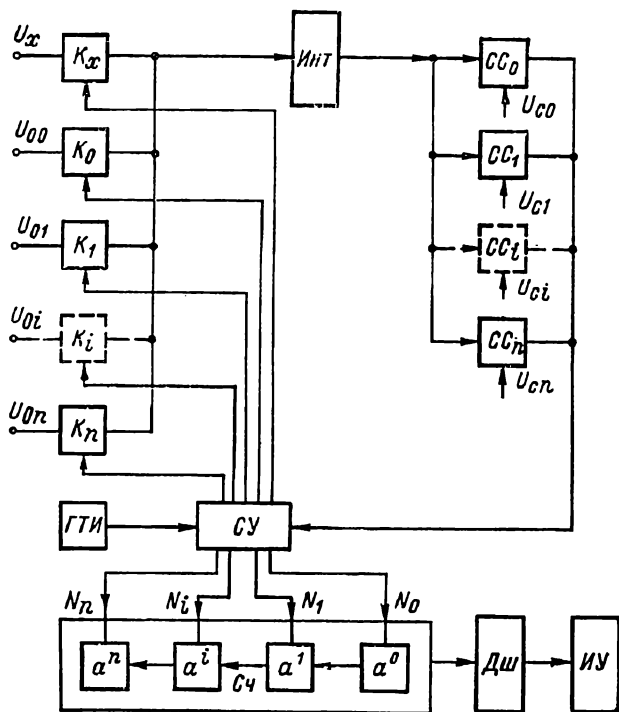


Рис. 1-19. Схема вольтметра с переменной крутизной преобразования напряжения в интервал времени

напряжения, полярность которого противоположна полярности измеряемого напряжения, а значение U_{oi} определяется выходным напряжением интегратора при помощи компараторов CC_i .

Так как $|U_{cn}| > |U_{c(n-1)}| > \dots > |U_{c0}| = 0$, то в конце первого такта сработают только те компараторы CC_i , для которых выполняется условие $U_x > |U_{ci}|$. В результате схема управления $СУ$ на первом шаге второго такта подключает к входу интегратора наибольшее опорное напряжение U_{ok} , значение которого определяется последним сработавшим компаратором CC_k . При разряде интегратора его выходное напряжение постепенно убывает и компараторы CC_i последовательно возвращаются в исходное состояние.

При этом схема управления *СУ* поочередно подключает к входу интегратора снижающееся по значению опорное напряжение, и, таким образом, процесс разряда интегратора замедляется.

Преобразование заканчивается, когда напряжение на выходе интегратора становится равным нулю и срабатывает компаратор *СС₀* нулевого уровня. При этом выполняется условие [7]

$$\bar{U}_x t_0 = \sum_{i=0}^n \int_{t_i}^{t_{i+1}} U_{0i} dt. \quad (1-72)$$

Управление ключами, при помощи которых изменяется значение опорного напряжения U_{0i} и производится подключение генератора тактовых импульсов *ГТИ* к отдельным разрядам счетчика *Сч*, осуществляется схемой управления *СУ*. После окончания процесса преобразования результат, накопленный в счетчике *Сч*, через дешифратор *Дш* поступает в индикатор *ИУ*.

Используя формулу (1-72), получаем

$$\bar{U}_x t_0 = U_{00}(t_1 - t_0) + \dots + U_{0n}(t_{n+1} - t_n) = \sum_{i=0}^n U_{0i} T_i, \quad (1-73)$$

где $T_0 = t_1 - t_0$, $T_i = t_{i+1} - t_i$ — интервалы интегрирования опорного напряжения на каждом шаге преобразования.

Полагая, что результат измерения на каждом шаге преобразования определяется частотой f_0 тактовых импульсов и длительностью шага T_i :

$$N_i a^i = \text{ent} [T_i f_0], \quad (1-74)$$

из уравнения (1-73) получаем

$$\bar{U}_x = \text{ent} \left[\frac{1}{t_0 f_0} \sum_{i=0}^n U_{0i} N_i a^i \right] \quad (1-75)$$

Если опорные напряжения на каждом шаге преобразования одинаковы $U_{0i} = U_{00}$, то получаем преобразование с постоянной крутизной, для которого

$$\bar{U}_x = \text{ent} \left[\frac{U_{00}}{t_0 f_0} \sum_{i=0}^n N_i a^i \right] \quad (1-76)$$

При выполнении условия $U_{00}/(t_0 f_0) = 1$ имеем

$$\bar{U}_x = \sum_{i=0}^n N_i a^i = N_x.$$

Из формулы (1-76) следует, что при одинаковых значениях опорного напряжения во всех тактах преобразования числа N_i должны складываться с весовыми коэффициентами a^i , т. е. для получения результата выходные импульсы *ГТИ* в течение времени

$$T_x = \sum_{i=0}^n T_i$$

должны поступать на младший разряд последовательно соединенных разрядов счетчика $Cч$.

Если опорное напряжение на первом шаге принять равным $U_{00}a^n$ и уменьшать его в a раз при переходе к каждому последующему такту, т. е. полагать, что $U_{0i} = U_{00}a^{n-i}$, то из уравнения (1-75) получаем (рис. 1-20)

$$\bar{U}_x = \text{ent} \left[\frac{U_{00}a^n}{t_0 f_0} \left\{ \sum_{i=0}^n N_i \right\} \right], \quad (1-77)$$

или при выполнении условия $U_{00}/(t_0 f_0) = 1$ получаем

$$\bar{U}_x = a^n \sum_{i=0}^n N_i.$$

Таким образом, напряжение \bar{U}_x представляется числами N_i с постоянными весовыми коэффициентами a^n . Следовательно, для получения результата импульсы $ГТИ$ на i -м шаге преобразования должны поступать к $(n-i)$ -му разряду счетчика.

Выполним сравнение преобразователей с постоянной и переменной крутизной по быстродействию. Время второго такта для преобразователя с постоянной крутизной определим из выражения (1-73)

$$\sum_{i=0}^n T_i = \frac{\bar{U}_x}{U_{00}} t_0. \quad (1-78)$$

Максимальное время преобразования получим при $\bar{U}_x = \bar{U}_{x \text{ макс}}$

$$T_{x1} = \frac{t_0}{U_{00}} (a-1) \sum_{i=0}^n a^i = \frac{t_0}{U_{00}} (a-1) a^n \frac{a^n - 1}{a - 1}.$$

Для преобразователя с переменной крутизной из выражения (1-77) получаем

$$T_{x2} = \frac{U_{x \text{ макс}} t_0}{U_{00}} = \frac{t_0 (a-1) a^n}{U_{00}} (n+1). \quad (1-79)$$

Выигрыш в быстродействии при одинаковой разрешающей способности ИЦВ определяется выражением

$$\eta = \frac{T_{x1}}{T_{x2}} = \frac{a^n - 1}{(a-1)(n+1)} \quad (1-80)$$

и зависит от числа разрядов счетчика АЦП и основания кода a (рис. 1-21).

Погрешность ИЦВ с переменной крутизной преобразования определяется ошибками интегратора, компараторов, ключей и источника опорного напряжения. Если учесть погрешность линейно-

сти интегратора, то в соответствии с выражением (1-73) уравнение (1-77) можно представить в виде

$$\bar{U}_x = \frac{U_{00}}{t_0} \sum_{i=0}^n T_i a^{n-i} \frac{1 - \delta_i}{1 - \delta_x},$$

где δ_i — погрешность линейности на i -м шаге второго такта; δ_x — погрешность линейности на первом такте.

Погрешность линейности δ_i зависит от времени интегрирования, а так как при переменной крутизне преобразования время интегрирования меньше, чем при постоянной крутизне, то и погрешность линейности соответственно уменьшается.

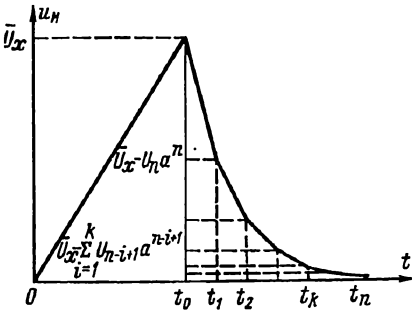


Рис. 1-20. Процесс преобразования в вольтметре с переменной крутизной

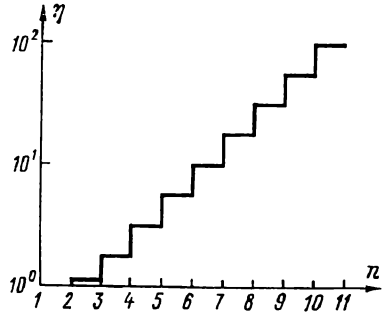


Рис. 1-21. Зависимость выигрыша в быстродействии от числа разрядов счетчика преобразователя

Наибольший вклад в погрешность ИЦВ с переменной крутизной преобразования дают ошибки опорного напряжения U_{00} . Нестабильность уровней U_{ci} компараторов CC_i и изменение их порога чувствительности не влияют на погрешность преобразования при условии, что увеличение уровня $U_{c(i-1)}$ на значение ΔU_{ci} не превосходит уровня U_{ci} соседнего компаратора, т. е. если

$$(U_{c(i-1)} - U_{ci}) > \Delta U_{ci}.$$

Ошибки, вносимые ключами $K_x, K_0, K_1, \dots, K_i$, зависят от значения сопротивлений ключей, их стабильности и времени срабатывания. Большое время срабатывания ключей может привести к потере единицы в одном из разрядов счетчика C_i , поэтому особенно жесткие требования необходимо предъявлять к быстродействию ключей, коммутирующих старшие разряды счетчика и соответствующие им опорные напряжения.

Упрощенная схема ИЦВ с переменной крутизной преобразования приведена на рис. 1-22. По сигналу устройства управления $УУ$ производится включение ключа K_x на полевом транзисторе и начинается первый такт, в течение которого интегрируется измеряемое напряжение U_x . Выходное напряжение интегратора подводится

к компараторам $CC_0—CC_3$, выполненным на дифференциальных операционных усилителях, и сравнивается с пороговыми напряжениями U_{ci} , снимаемыми с делителя на резисторах $R_4—R_6$.

Состояния компараторов $CC_0—CC_3$ после окончания первого такта дешифрируются логическим устройством на элементах $И_0—И_3$, которые управляют входными ключами $K_0—K_2$, включая на вход интегратора опорное напряжение U_{oi} необходимой величины и обеспечивая прохождение тактовых импульсов из устройства управления $УУ$ через элементы $Э_0—Э_3$ в соответствующий разряд счетчика $Сч$. Цикл преобразования заканчивается, когда сра-

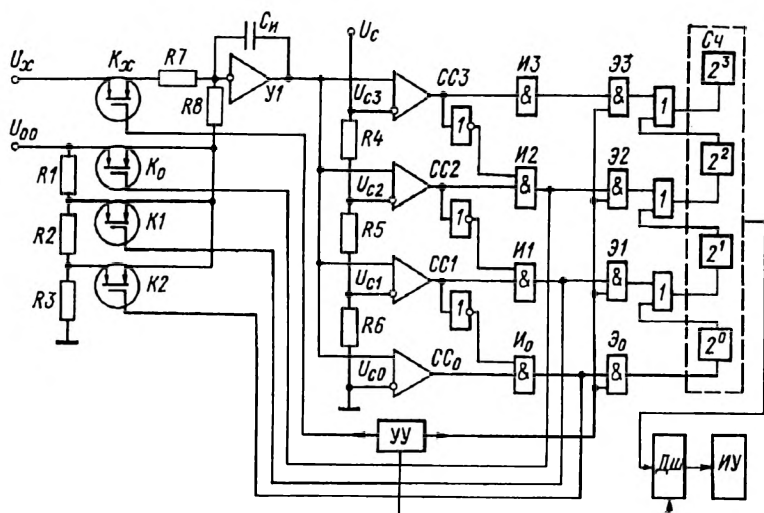


Рис. 1-22. Схема вольтметра с переменной крутизной преобразования

батывает компаратор нулевого уровня CC_0 . При этом поступление импульсов в счетчик $Сч$ прекращается и результат, накопленный в счетчике $Сч$, поступает через дешифратор $Дш$ в индикаторное устройство $ИУ$.

При другом способе построения ИЦВ с переменной крутизной преобразования используется многошаговый разряд интегратора с поочередным изменением значения и полярности опорного напряжения.

При этом на первом шаге преобразования разряд интегратора опорным напряжением $U_{00}a^n$ продолжается до поступления очередного $(N_n + 1)$ -го импульса от генератора тактовой частоты f_0 после прохождения выходным напряжением интегратора нулевого значения. После того как интегратор полностью разрядится, происходит его перезаряд и выходное напряжение изменяет знак. Продолжительность первого шага преобразования (рис. 1-23)

$$T_0 = T'_0 + \Delta T_0,$$

где T'_0 — время разряда интегратора до нулевого напряжения; ΔT_0 — время перезаряда интегратора.

Число импульсов, поступивших в счетчик за время T_0 ,

$$N_n = N'_n + 1,$$

где $N'_n = \text{ent} [T'_0 f_0]$ — число импульсов, поступивших в счетчик за время T'_0 .

Результат измерения на первом шаге преобразования в соответствии с выражением (1-77) можно представить в виде

$$\bar{U}_{x0} = \frac{U_{00}}{t_0 f_0} N_n a^n,$$

или при $U_{00}/(t_0 f_0) = 1$ получаем

$$\bar{U}_{x0} = N'_n a^n$$

Очевидно, что результат измерения \bar{U}_{x0} на первом шаге преобразования превышает действительное значение измеряемого напряжения:

$$N'_n a^n \leq \bar{U}_{x0} = N_n a^n.$$

На втором шаге преобразования производится измерение ин-

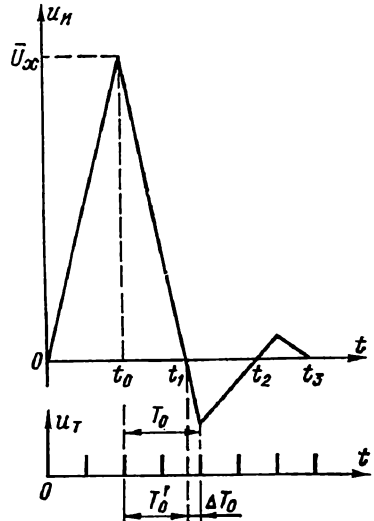


Рис. 1-23. Процесс преобразования в вольтметре с перезарядом интегратора

тервала времени ΔT_0 перезаряда интегратора. При этом опорное напряжение уменьшается в a раз, а его полярность изменяется на противоположную. В дальнейшем аналогичное изменение значения и полярности опорного напряжения производится на каждом последующем шаге преобразования. При этом результат многошагового преобразования можно представить в виде

$$\bar{U}_x = \frac{U_{00}}{t_0 f_0} \sum_{i=0}^n (-1)^i N_{n-i} a^{n-i}$$

или при $U_{00}/(t_0 f_0) = 1$ получаем

$$\bar{U}_x = \sum_{i=0}^n (-1)^i N_{n-i} a^{n-i},$$

где $N_{n-i} = \text{ent} [T'_{n-i} f_0] + 1$ — число импульсов, поступивших в $(n-i)$ -й разряд счетчика на i -м шаге преобразования.

Следовательно, для получения результата измерения импульсы тактового генератора нужно подводить к $(n-i)$ -му разряду счет-

чика и поочередно реверсировать его со сложения на вычитание. Так, например, в десятичной системе счисления при $a = 10$ и двухшаговом преобразовании ($n = 1$) получаем результат измерения в виде

$$\bar{U}_x = N_1 \cdot 10^1 - N_0 \cdot 10^0,$$

где N_1 и N_0 — количество импульсов, поступивших в десятичный счетчик соответственно на первом и втором шагах преобразования.

Применение преобразователей переменной крутизны напряжения в интервал времени позволяет значительно повысить разрешающую способность и быстродействие ИЦВ. Без заметного снижения быстродействия возможно увеличение разрешающей способности на два-три порядка.

1-11. Интегрирующие цифровые вольтметры со статистическим усреднением

Интегрирующие цифровые вольтметры со статистическим усреднением относятся к приборам, в которых для уменьшения случайных погрешностей используется способ осреднения результатов многократных измерений. Известно [42], что дисперсия среднего арифметического N независимых измерений уменьшается в N , а среднеквадратическая погрешность — в \sqrt{N} раз. Следовательно, при увеличении времени измерения случайная погрешность может быть существенно уменьшена. Кроме того, при определенном алгоритме выборки мгновенных значений измеряемого напряжения можно значительно ослабить или полностью подавить наводки различных частот. Однако увеличение числа осредняемых значений приводит к повышению динамической погрешности, обусловленной изменением измеряемого напряжения за время измерения.

ИЦВ со статистическим усреднением по роду осредняемых значений напряжения можно разделить на две группы: а) ИЦВ с усреднением мгновенных значений напряжения и б) ИЦВ с усреднением интегральных значений напряжения. В свою очередь ИЦВ с усреднением мгновенных значений напряжения можно разделить по алгоритму выборки мгновенных значений на группы: а) ИЦВ с усреднением групп мгновенных значений, разделенных интервалом времени, кратным нечетному числу полупериодов помехи; б) ИЦВ с усреднением мгновенных значений за время, равное или кратное периоду помехи; в) ИЦВ с усреднением мгновенных значений, умноженных на весовые коэффициенты, зависящие от помехи.

Аналогично ИЦВ с усреднением интегральных значений напряжения можно разделить на группы в зависимости от способа получения интегрального значения. Такие приборы состоят из интегрирующего цифрового вольтметра и дополнительного устройства, усредняющего результаты нескольких измерений.

Структурная схема ИЦВ с усреднением мгновенных значений напряжения, измеряемых по методу развертывающего время-им-

пульсного преобразования приведена на рис. 1-24, а, а временная диаграмма напряжений в различных точках схемы приведена на рис. 1-24, б.

Измеряемое напряжение U_x через входное устройство ВУ (содержащее усилитель и делитель напряжения) подается на компаратор сигнального уровня КСУ, на выходе которого вырабатывается импульсный сигнал, соответствующий моменту времени совпадений уровней U_x сигнала и линейно-изменяющегося напряжения u_n , вырабатываемого генератором ГЛН.

Компаратор нулевого уровня КНУ создает импульсный сигнал в момент времени сравнения линейно-изменяющегося напряжения

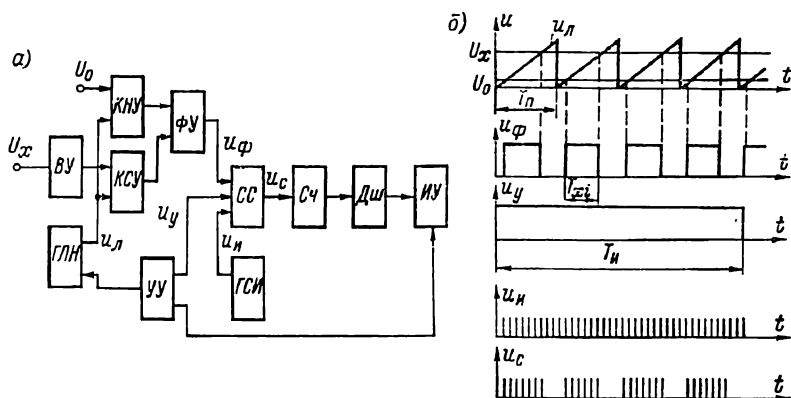


Рис. 1-24. Схема вольтметра с усреднением мгновенных значений (а) и процессов в нем (б)

u_n с опорным напряжением U_0 нулевого уровня. С выходов компараторов КНУ и КСУ импульсные сигналы поступают на формирующее устройство ФУ, вырабатывающее прямоугольные импульсы u_ϕ , длительности T_{xi} которых пропорциональна измеряемому напряжению u_{xi} .

Устройство управления УУ осуществляет синхронный запуск генератора линейного напряжения ГЛН и определяет время T_n усреднения мгновенных значений измеряемого напряжения. Для этого выходной сигнал u_y , длительность T_n которого определяет время усреднения, подается на схему совпадений СС, на второй вход которой поступают импульсы длительностью T_{xi} с формирующего устройства ФУ. На третий вход схемы совпадений СС подаются счетные импульсы u_n от генератора счетных импульсов ГСИ.

На выходе схемы совпадений появляются пачки импульсов u_c , длительность которых определяется интервалами T_{xi} . Подсчет числа выходных импульсов схемы СС производится счетчиком Сч. После окончания интервала времени T_n по команде из блока управления УУ дешифратор Дш передает результат измерения в ин-

дикатор ИУ. Таким образом, результат измерения определяется арифметической суммой многократных измерений за время T_n . Количество усредняемых мгновенных значений зависит от отношения времени T_n к длительности T_n линейно-изменяющегося напряжения u_n .

Если любая пара осредняемых мгновенных значений напряжения имеет коэффициент корреляции ρ_x , то дисперсия среднего арифметического N измерений определяется выражением

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_x^2}{N} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N \left(1 - \frac{i}{N} \right) \rho_x(iT_n) \right],$$

где σ_x — дисперсия отдельного измерения; T_n — время одного измерения.

При незначительной корреляции между осредняемыми значениями напряжения $\rho_x = 0$, и дисперсия уменьшается до значения

$$\sigma^2 \approx \frac{\sigma_x^2}{N} = \frac{\sigma_x^2 T_n}{T_n},$$

где T_n — полное время измерения.

При осреднении изменяющегося напряжения $u_x(t)$ результат измерения обычно относят к некоторому моменту времени t_0 внутри интервала осреднения T_n . Если случайная погрешность Δu_i не зависит от измеряемого напряжения u_{xi} , то средний результат $(2N + 1)$ измерений можно записать в виде

$$\bar{U}_x = \frac{1}{2N + 1} \sum_{i=-N}^N (u_{xi} + \Delta u_i), \quad (1-81)$$

где $u_{xi} = u_x(t_0 + iT_n)$ — результат i -го измерения; t_0 — момент времени, к которому относится результат измерения.

Из выражения (1-81) получаем

$$\bar{U}_x = \frac{1}{2N + 1} \sum_{i=-N}^N u_x(t_0 + iT_n) + \bar{\Delta u}, \quad (1-82)$$

где $\bar{\Delta u} = \frac{1}{2N + 1} \sum_{i=-N}^N \Delta u_i$ — среднее значение случайной погрешности.

Разложив в формуле (1-82) $u_x(t)$ в ряд Тейлора в окрестности точки $t = t_0$ и ограничившись первыми четырьмя членами ряда, получим

$$\bar{U}_x \approx u_x(t_0) + \frac{u_x''(t_0) T_n^2 (N + 1)}{6N} + \bar{\Delta u}. \quad (1-83)$$

При $N \gg 1$ выражение (1-83) приводится к виду

$$\bar{U}_x \approx u_x(t_0) + \frac{u_x''(t_0) T_n^2}{6} + \bar{\Delta u}. \quad (1-84)$$

Если на интервале осреднения напряжение $u_x(t)$ меняется линейно, то $u_x''(t) = 0$ и $\overline{U}_x = u_x(t_0) + \overline{\Delta u}$. Из формулы (1-84) можно определить дополнительную погрешность, которая вносится изменением напряжения $u_x(t)$ на интервале осреднения T_n . Очевидно, что ИЦВ со статистическим усреднением могут обеспечить высокую точность измерения даже при измерении изменяющегося напряжения, если на интервале T_n выполняется условие $u_x''(t_0) = 0$.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

2-1. Виды помех и их характеристика

Помехами при измерении постоянного напряжения при помощи ИЦВ называются переменные напряжения любой частоты и формы, которые действуют на входных зажимах прибора и искажают результат измерения полезного сигнала. Помехи возникают в результате электромагнитных и электростатических наводок, гальванической связи входных цепей прибора с паразитными источниками напряжения или тока, термо-э. д. с. и контактной разности потенциалов, действующих во входных цепях прибора и некоторых других факторах.

Полный анализ помех достаточно сложен, поэтому для упрощения картины все виды помех обычно группируют по способу воздействия на входную цепь прибора и по основным характеристикам [22].

По способу воздействия на входную цепь прибора помехи можно разделить на аддитивные (наложенные) и мультипликативные (модуляционные). Аддитивные помехи могут преобразовываться в мультипликативные при наличии нелинейностей во входных цепях. При расчете погрешностей от аддитивных помех применим принцип наложения, т. е. входной сигнал рассматривается как сумма полезного сигнала и помехи

$$u_{вх} = U_x + u_n(t).$$

При анализе погрешностей от мультипликативных помех принцип наложения неприменим, так как модуляционные эффекты, являющиеся причиной таких помех, возникают в нелинейных (реже в параметрических) цепях. В этом случае входной сигнал ИЦВ можно представить в виде

$$u_{вх} = U_x [1 + m u_n(t)],$$

где m — глубина паразитной модуляции помехи.

Обычно мультипликативные помехи проявляются значительно слабее и их влиянием на погрешность ИЦВ, как правило, пренебрегают. Однако при большом значении наложенной помехи, приводящей к насыщению входного усилителя, мультипликативная помеха становится значительной и ее необходимо учитывать.

При отсутствии мультипликативных помех основную погрешность вносят аддитивные помехи, которые условно делят на помехи общего вида (поперечные) и помехи нормального вида (продольные). Способы ослабления поперечных помех общие для всех электронных измерительных приборов. Эти способы разработаны достаточно подробно и их эффективность сравнительно высокая. Основными способами ослабления поперечных помех в ИЦВ являются: а) изоляция измерительной схемы, б) симметрирование входных цепей и в) использование эквипотенциальной защиты. Во многих практических случаях симметрирование и изоляция входной цепи ИЦВ затруднительны, поэтому наиболее часто используется эквипотенциальная защита.

По основным характеристикам помехи можно разделить на детерминированные и случайные. К детерминированным относятся помехи, закон изменения которых известен или может быть установлен в процессе измерения. Примерами детерминированных помех являются наводки со стороны силовой сети, автоколебания в преобразователях и др.

Случайные помехи можно описать только статистически. Основными характеристиками случайных помех являются законы распределения вероятностей и спектры (или корреляционные функции). Примерами случайных помех служат шумы активных элементов входных цепей, дрейфы и пр.

По форме колебаний детерминированные и случайные помехи можно разделить на гладкие и импульсные. Импульсные помехи чаще всего возникают при протекании тока через ненадежные контакты, при искрении и разрядах.

При математическом описании случайных помех пользуются вероятностными характеристиками. Случайная помеха $u_n(t)$ полностью характеризуется многомерным законом распределения $\omega_n(x_1, t_1; \dots; x_n, t_n)$ (n -мерной плотностью вероятности), определяющим вероятность того, что

$$\begin{cases} x_1 < u_n \leq x_1 + dx_1 & \text{при } t = t_1; \\ x_2 < u_n \leq x_2 + dx_2 & \text{при } t = t_2; \\ \dots \\ x_n < u_n \leq x_n + dx_n & \text{при } t = t_n. \end{cases}$$

Многомерная плотность вероятности является универсальной характеристикой помехи, на основе которой можно получить все остальные вероятностные характеристики. Для упрощения расчетов можно считать помеху стационарной. Это означает, что плот-

ность вероятности w_n зависит не от моментов времени t_i , а от интервалов $t_i - t_{i-1}$, т. е.

$$w_n(x_1, t_1; \dots; x_n, t_n) = w_n(x_1, t_0 - t_1; \dots; x_n, t_{n-1} - t_n).$$

Среди всех видов помех особое место занимают помехи с нормальным распределением мгновенных значений. Такие помехи возникают в результате наложения случайных помех с произвольными законами распределения. Нормальные помехи полностью характеризуются двумерной плотностью вероятности $w_2(x_1, x_2, \tau)$, а для полного описания их достаточно знать ограниченное количество числовых характеристик в виде моментов распределения первого и второго порядков.

Момент первого порядка

$$M(u_n) = \int_{-\infty}^{\infty} u_n w_1(x) dx = U_n$$

выражает среднее значение, или постоянную составляющую помехи.

Центральный момент второго порядка (дисперсия) выражает мощность переменной составляющей помехи

$$D(u_n) = \int_{-\infty}^{\infty} (x - U_n)^2 w_1(x) dx = M(u_n^2) - U_n^2 = \sigma_n^2.$$

Так как в большинстве случаев $M(u_n) = 0$, то дисперсия совпадает со средним квадратом помехи $\sigma_n^2 = M(u_n^2)$.

Смешанный, второй момент (автокорреляционная функция)

$$M[u_n(t) u_n(t + \tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 w_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2 = R(\tau)$$

характеризует взаимную мощность помех $u_n(t)$ и $u_n(t + \tau)$.

Большинство помех, встречающихся в практике, обладают свойством эргодичности. Свойство это состоит в том, что средние по множеству совпадают со средними по времени, т. е.

$$U_n = \lim_{T_n \rightarrow \infty} \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} u_n(t) dt;$$

$$\sigma_n^2 = \lim_{T_n \rightarrow \infty} \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} u_n^2(t) dt;$$

$$R(\tau) = \lim_{T_n \rightarrow \infty} \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} u_n(t) u_n(t + \tau) dt.$$

Помехи также характеризуются спектральной плотностью мощности $G(\omega)$, связанной с автокорреляционной функцией преобразованием Фурье:

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega \tau d\tau,$$

Если спектральная плотность мощности помехи постоянна (белый шум), то полосу частот помехи надо полагать конечной. В противном случае получится либо бесконечно большая мощность источника помехи, либо нулевая спектральная плотность. При ограниченной полосе шума некоррелированными можно считать мгновенные значения помехи, отстоящие друг от друга не менее чем на интервал корреляции:

$$\tau_k = \frac{1}{R(0)} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau \approx \frac{1}{2f_{\text{мин}}},$$

где $f_{\text{мин}}$ — минимальная частота в спектре помехи.

Так как нормальная помеха полностью характеризуется первыми двумя моментами распределения, то условие статистической независимости мгновенных значений (или отсчетов) помехи сводится к условию их некоррелированности.

Среди детерминированных помех наибольшее значение имеют гармонические помехи:

$$u_{\text{п}}(t) = U_{\text{пн}} \sin(\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}),$$

где $U_{\text{пн}}$ — амплитуда помехи; $\omega_{\text{п}}$ и $\varphi_{\text{п}}$ — частота и начальная фаза помехи соответственно.

Периодические помехи произвольной формы могут быть представлены рядом Фурье

$$u_{\text{п}}(t) = U_{\text{п}} + \sum_{k=0}^n U_{\text{пкм}} \sin(k\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{пк}}),$$

где $U_{\text{пкм}}$ — амплитуда k -й гармоники помехи; $\varphi_{\text{пк}}$ — начальная фаза k -й гармоники помехи.

Числовыми характеристиками детерминированных периодических помех являются: среднее значение

$$U_{\text{п.ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{п}}(t) dt;$$

действующее значение

$$U_{\text{п}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{п}}^2(t) dt'}.$$

Импульсные детерминированные помехи характеризуются полным размахом, равным сумме максимальных положительных и отрицательных значений помехи, формой импульсов, частотой их повторения и длительностью интервала между соседними импульсами.

2-2. Методы ослабления влияния помех общего вида

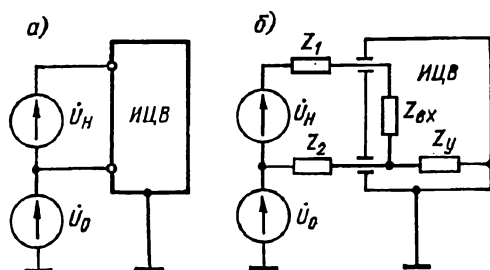
Помехи, действующие во входных цепях ИЦВ, можно разделить на помехи общего вида \dot{U}_0 , которые возникают в цепях заземления, и помехи нормального вида $\dot{U}_{\text{н}}$, которые возникают между сигнальными проводками

(рис. 2-1, а). Ослабление влияния помех общего вида производится изолированием входных цепей ИЦВ от корпуса прибора, применением симметричных входных усилителей и использованием эквипотенциальной защиты [22, 48].

Изолирование входных цепей. Схема входной цепи ИЦВ с учетом сопротивлений Z_1 и Z_2 проводов измерительной линии, входного сопротивления $Z_{вх}$ ИЦВ и сопротивления утечки Z_y на корпус прибора приведена на рис. 2-1, б. Из рисунка следует, что при отсутствии сигнала в случае гармонической помехи на вход ИЦВ будет подаваться напряжение

$$\dot{U} = \dot{U}_н \frac{Z_{вх} (Z_2 + Z_y)}{(Z_1 + Z_{вх}) Z_2 + (Z_1 + Z_2 + Z_{вх}) Z_y} + \dot{U}_0 \frac{Z_2 Z_{вх}}{(Z_1 + Z_{вх}) Z_2 + (Z_1 + Z_2 + Z_{вх}) Z_y}.$$

Рис. 2-1. Источники помех во входных цепях вольтметров (а), ослабление их влияния при помощи изолирования (б)



При заземлении входа ИЦВ (при $Z_y = 0$) оно будет

$$\dot{U} = (\dot{U}_н + \dot{U}_0) \frac{Z_{вх}}{Z_1 + Z_{вх}},$$

а при изолировании входа ИЦВ ($Z_y \rightarrow \infty$)

$$\dot{U} = \dot{U}_н \frac{Z_{вх}}{Z_1 + Z_2 + Z_{вх}}.$$

Таким образом, при идеальном изолировании входа ИЦВ от земли влияние помехи общего вида полностью исключается. В реальных условиях при тщательном изолировании входных каскадов ИЦВ, питании их от изолированного источника удается ослабить помехи общего вида на постоянном токе до 160 дБ. На переменном токе полного подавления влияния помех общего вида достичь не удается вследствие емкостной связи входных каскадов ИЦВ с корпусом прибора. Максимальное ослабление помех общего вида на частоте 50 Гц составляет около 120 дБ.

Симметрирование входных цепей. Схема входной цепи ИЦВ с симметричным дифференциальным входным усилителем приведена на рис. 2-2. Применение дифференциального усилителя для подавления помехи общего вида основано на том, что на входные зажимы усилителя помеха нормального вида приходит с разностью фаз 180° и усиливается в K_u раз, в то время как помеха общего вида попадает на оба входа синфазно и не должна усиливаться (практически она усиливается с коэффициентом усиления, много меньшим K_u). По схеме рис. 2-2 при отсутствии сигнала на вход ИЦВ будет подаваться на-

$$\dot{U} = \dot{U}_{\Pi} \frac{Z_{y1} Z_{\text{вх}} (Z_2 + Z_{y2})}{Z_1 Z_{y1} (Z_2 + Z_{y2}) + Z_2 Z_{y2} (Z_1 + Z_{y1}) + Z_{\text{вх}} (Z_1 + Z_{y1}) (Z_2 + Z_{y2})} + \frac{(\dot{U}_1 - \dot{U}_2) Z_{\text{вх}}}{Z_r + Z_{\text{вх}}},$$

где $\dot{U}_1 = \frac{\dot{U}_0}{Z_1 + Z_{y1}} Z_{y1}$; $\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_0}{Z_2 + Z_{y2}} Z_{y2}$ — дифференциальные входные напряжения; $Z_r = \frac{Z_1 Z_{y1}}{Z_1 + Z_{y1}} + \frac{Z_2 Z_{y2}}{Z_2 + Z_{y2}}$ — сопротивление эквивалентного источника помехи общего вида.

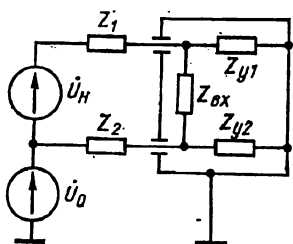


Рис. 2-2. Схема симметричной входной цепи вольтметра

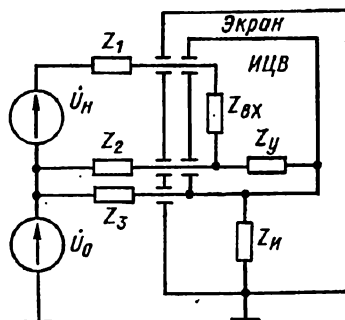


Рис. 2-3. Схема входной цепи с эквипотенциальной защитой

Так как разность дифференциальных входных напряжений

$$\dot{U}_1 - \dot{U}_2 = \frac{Z_2 Z_{y1} - Z_1 Z_{y2}}{(Z_1 + Z_{y1})(Z_2 + Z_{y2})} \dot{U}_0,$$

то при выполнении условия

$$Z_1 Z_{y2} - Z_2 Z_{y1} = 0 \quad (2-1)$$

влияние помехи общего вида полностью исключается.

В реальных ИЦВ с дифференциальным входным усилителем полного ослабления помех общего вида достичь не удается, так как при изменении сопротивления источника сигнала, которое включается в сопротивление Z_1 , нарушается условие (2-1). Кроме того, коэффициент усиления для дифференциальных входных сигналов \dot{U}_1 и \dot{U}_2 оказывается неодинаковым, что приводит к появлению на выходе дифференциального усилителя разностного напряжения. При достаточно больших сопротивлениях $Z_{\text{вх}}$, Z_{y1} и Z_{y2} выходное напряжение дифференциального усилителя

$$\dot{U}_{\text{вых}} = K_u \left[\dot{U}_{\Pi} + \left(\frac{Z_2}{Z_{y2}} - \frac{Z_1}{Z_{y1}} \right) \dot{U}_0 \right].$$

Применение эквипотенциальной защиты. Для снижения влияния помех общего вида можно применить защитный экран, схема включения которого приведена на рис. 2-3. Входная цепь ИЦВ при этом располагается с внешней стороны защитного экрана, который хорошо изолируется от заземленного корпуса ИЦВ и непосредственно соединяется с источником помехи общего вида. Ослабление влияния помехи общего вида зависит от сопротивления Z_{Π}

изоляции экрана от корпуса прибора и сопротивления Z_3 провода, соединяющего экран с источником помехи. По схеме рис. 2-3 на вход ИЦВ будет подаваться напряжение

$$\dot{U} = \frac{(\dot{U}_n + \dot{U}_э) Z_{вх}}{Z_э + Z_1 + Z_{вх}},$$

где $\dot{U}_э = \frac{U_0 Z_2 Z_3}{Z_3 (Z_y + Z_n + Z_2) + Z_n (Z_y + Z_2)}$ — эквивалентное напряжение

помехи общего вида; $Z_э = \frac{Z_2 (Z_n Z_3 + Z_3 Z_y + Z_n Z_y)}{Z_3 (Z_y + Z_n + Z_2) + Z_n (Z_y + Z_2)}$ — сопротивление эквивалентного источника помехи общего вида.

Если сопротивление провода, соединяющего защитный экран с источником помехи $Z_3 \approx 0$, то $\dot{U}_э \approx 0$ и влияние помехи общего вида полностью подавляется. Аналогичный результат получается, если экран идеально изолирован от корпуса прибора (т. е. при $Z_n \rightarrow \infty$). В практических устройствах с защитным экраном удается достичь коэффициента ослабления помех общего вида до 180 дБ.

Ослабление помех общего вида снижается при подключении к ИЦВ внешних регистрирующих устройств. Устранить влияние этих устройств можно при применении специальных трансформаторов с модуляцией и демодуляцией выходного сигнала ИЦВ. Для лучшего ослабления помех общего вида подключение защитного экрана должно производиться в месте включения источника помехи. Однако весьма часто такой возможности нет, поэтому защитный экран подключают к корпусу прибора. Такое включение защитного экрана снижает коэффициент ослабления помехи до 100—120 дБ.

2-3. Влияние гармонической помехи на погрешность ИЦВ с частотным преобразованием

Погрешность ИЦВ с частотным преобразованием при наличии гармонической помехи определяется двумя факторами: дискретизацией входного напряжения $u_{вх}$ при его преобразовании в частоту и ошибками, обусловленными интегрированием частоты импульсов счетчиком. Рассмотрим вначале погрешность, обусловленную дискретизацией $u_{вх}$ при наличии гармонической помехи.

При наличии гармонической помехи входное напряжение ИЦВ можно записать в виде

$$u_{вх}(t) = U_x + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n). \quad (2-2)$$

В результате интегрирования этого сигнала на промежутке времени от t_{k-1} до t_k среднее значение

$$\bar{U} = \frac{1}{t_k - t_{k-1}} \int_{t_{k-1}}^{t_k} [U_x + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n)] dt = \\ = U_x + U_n \sin\left(\omega_n \frac{t_k + t_{k-1}}{2} + \varphi_n\right) \frac{\sin \omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}.$$

Второе слагаемое в этом выражении равно среднему значению гармонической помехи на интервале от t_{k-1} до t_k . Для преобразователя напряжения в частоту с импульсной обратной связью этот интервал времени определяется из условия

$$\int_{t_{k-1}}^{t_k} [U_x + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n)] dt = q, \quad (2-3)$$

где q — единица квантования интегрального значения (порог срабатывания устройства сравнения).

Выполняя интегрирование выражения (2-3), получаем

$$\bar{f} = \frac{1}{t_k - t_{k-1}} = \frac{U_x}{q} + \frac{U_n}{q} \sin\left(\omega_n \frac{t_k + t_{k-1}}{2} + \varphi_n\right) \frac{\sin \omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}.$$

Правая часть этого выражения, определяющая выходную частоту преобразователя, может быть представлена в виде суммы двух слагаемых: частоты f_x , зависящей от значения измеряемого постоянного напряжения U_x и некоторого приращения Δf , пропорционального среднему значению периодической составляющей на интервале от t_k до t_{k-1} :

$$\bar{f} = f_x + \Delta f = f_x + f_m \sin\left(\omega_n \frac{t_k + t_{k-1}}{2} + \varphi_n\right) \frac{\sin \omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}},$$

где $f_m = U_n/q$ — частота выходных импульсов преобразователя, соответствующая амплитуде U_n гармонической помехи.

Если единица квантования достаточно мала (т. е. частота преобразования сравнительно высокая), то

$$\lim_{t_k - t_{k-1} \rightarrow 0} \frac{\sin \omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}} = 1,$$

и мгновенная частота на выходе преобразователя может быть записана в виде

$$f(t_k) = f_x + f_m \sin(\omega_n t_k + \varphi_n). \quad (2-4)$$

Из сравнения выражений (2-2) и (2-4) следует, что при малой и постоянной единице квантования осуществляется линейное преобразование измеряемого напряжения в пропорциональное значение частоты выходных импульсов. Аналогичное выражение получается при использовании для преобразования напряжения в частоту управляемых генераторов [41].

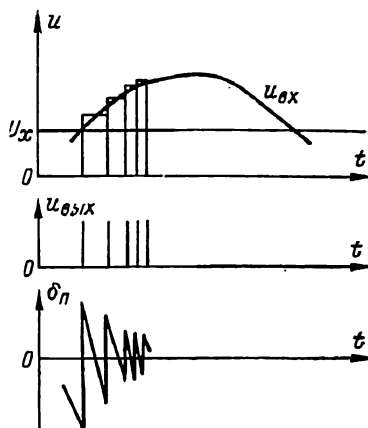
Изменение частоты выходных импульсов при наличии на входе преобразователя гармонической помехи означает, что в выходной импульсной последовательности происходит временное смещение импульсов относительно тактовых точек, определяемых постоянной составляющей входного сигнала U_x , т. е. наблюдается модуляция импульсной последовательности.

Разность между средним значением частоты \bar{f} на интервале $[t_k, t_{k-1}]$ и мгновенным значением частоты $f(t_k)$ представляет собой погрешность преобразования сигнала $u_{вх}(t)$ в сигнал $f(t)$:

$$\Delta_n = f(t_k) - \bar{f}.$$

Относительная погрешность, обусловленная влиянием гармонической помехи, определяется выражением

$$\delta_n = \frac{\Delta_n}{f_M} = \sin(\omega_n t_k + \varphi_n) - \sin\left(\omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2} + \varphi_n\right) \frac{\sin \omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}}{\omega_n \frac{t_k - t_{k-1}}{2}} \quad (2-5)$$



и изображена на рис. 2-4.

Рис. 2-4. К анализу влияния гармонической помехи на вольтметр с частотным преобразованием

Приближенное значение погрешности можно получить, если разложить входной сигнал (2-2) в ряд Тейлора в окрестности точки t_k и ограничиться первыми членами ряда. В этом случае выражение (2-3) запишется в виде

$$\int_{t_k}^{t_k+T} [U_x + u_{nk} + u'_{nk}(t-t_k)] dt = q, \quad (2-6)$$

где T — текущий период импульсной последовательности на выходе ПНЧ; u_{nk} и u'_{nk} — значения напряжения помехи и ее производной в момент времени t_k .

Выполняя интегрирование выражения (2-6), получим

$$(U_x + u_{nk})T + \frac{u'_{nk}T^2}{2} = q. \quad (2-7)$$

Решая уравнение (2-7) относительно периода T , находим

$$T = \frac{1}{u'_{nk}} \left[-(U_x + u_{nk}) + \sqrt{(U_x + u_{nk})^2 + 2U_x u'_{nk} T_0} \right],$$

где $T_0 = q/U_x$ — период следования импульсов при отсутствии помехи.

Если скорость изменения помехи на интервале T постоянная ($u'_{нк} = \text{const}$), то погрешность преобразования определяется выражением

$$\Delta_{\pi} = \frac{u'_{нк} T}{2} = \frac{1}{2} \left[-(U_x + u_{нк}) + \sqrt{(U_x + u_{нк})^2 + 2U_x u'_{нк} T_0} \right].$$

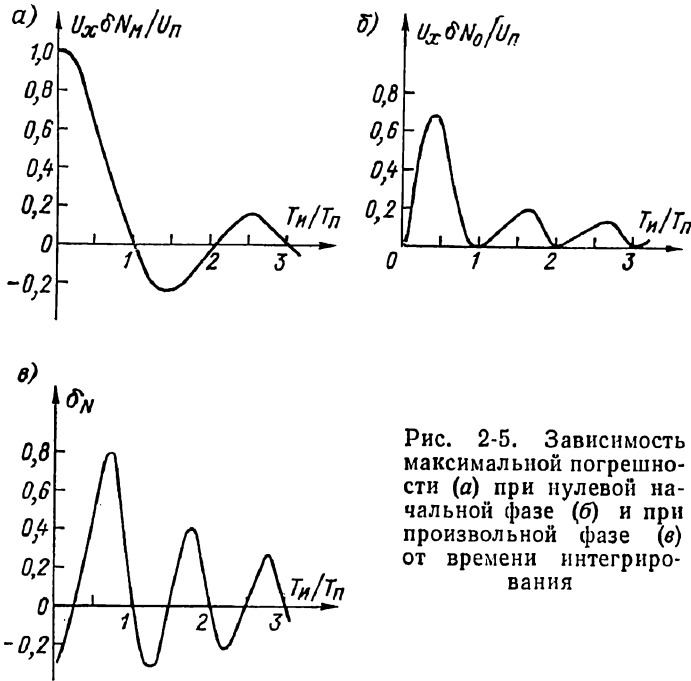


Рис. 2-5. Зависимость максимальной погрешности (а) при нулевой начальной фазе (б) и при произвольной фазе (в) от времени интегрирования

Конечным результатом измерения при счетном методе измерения частот ПНЧ является число импульсов N , накопленных в счетчике за время T_n , т. е. результат преобразования можно представить в виде

$$N = \int_0^{T_n} f(t) dt.$$

Используя значение (2-4), получим

$$N = N_x + \Delta N,$$

где первое слагаемое: $N_x = f_x T_n$, является искомым результатом измерения, а второе слагаемое: $\Delta N = \frac{f_m}{\omega_{\pi}} [\cos \varphi_{\pi} - \cos (\omega_{\pi} T_n + \varphi_{\pi})]$, представляет собой абсолютную погрешность измерения, обусловленную действием помехи.

Относительная погрешность измерения

$$\delta_N = \frac{\Delta N}{N_x} = \delta N_m \sin\left(\pi \frac{T_n}{T_n} + \varphi_n\right), \quad (2-8)$$

где $\delta N_m = \frac{U_n}{U_x} \frac{\sin \pi T_n / T_n}{\pi T_n / T_n}$ — максимальное значение относительной погрешности измерения.

Из выражения (2-8) следует, что относительная погрешность измерения является периодической функцией, зависящей от начальной фазы помехи φ_n и отношения периода помехи к времени измерения. Зависимость максимального значения относительной погрешности от времени измерения приведена на рис. 2-5, а. При целочисленном отношении времени измерения к периоду помехи погрешность обращается в нуль независимо от начальной фазы помехи. Если время измерения не кратно периоду помехи, то начальная фаза φ_n оказывает существенное влияние на погрешность измерения.

Значение начальной фазы помехи, соответствующее максимальной относительной погрешности измерения, получаем из условия $\sin(\pi T_n / T_n + \varphi_n^*) = 1$, откуда

$$\varphi_n = (2k - 1) \frac{\pi}{2} - \pi \frac{T_n}{T_n}.$$

Если начальная фаза помехи $\varphi_{n0} = 0$, т. е. если начало измерения синхронизировано с моментом перехода напряжения помехи через нулевое значение, то погрешность

$$\delta N_0 = \frac{U_n}{U_x} \frac{\sin^2 \pi T_n / T_n}{\pi T_n / T_n}.$$

Зависимость погрешности измерения при нулевом значении начальной фазы приведена на рис. 2-5, б.

При произвольном значении начальной фазы помехи φ_n относительная погрешность δ_N в соответствии с выражением (2-8) обращается в нуль дважды на отрезке $T_n = T_n$. При этом первое нулевое значение погрешности соответствует нулям функции δN_m и имеет место при $(T_n / T_n)_{01} = k$ (где $k = 1, 2, \dots$), а второе нулевое значение соответствует условию $\sin(\pi T_n / T_n + \varphi_n) = 0$, откуда

$$\left(\frac{T_n}{T_n}\right)_{02} = \frac{k\pi - \varphi_n}{\pi}.$$

График зависимости относительной погрешности при значении начальной фазы помехи, не равном 0 или $\pi/2$, показан на рис. 2-5, в.

2-4. Влияние случайных помех на погрешность ИЦВ с частотным преобразованием

В ИЦВ с частотно-импульсным преобразованием случайные шумы, наложенные на измеряемое напряжение, приводят к флуктуации времени интегрирования и, следовательно, к появлению дополнительной погрешности. Для простоты будем полагать, что частота выходных импульсов преобразователя определяется только временем интегрирования, которое можно найти из условия [33]

$$\int_0^{t_0} u_{\text{вх}}(t) dt = q,$$

где q — порог срабатывания устройства сравнения.

При постоянном входном напряжении $u_{\text{вх}}(t) = U_x$ время интегрирования $t_0 = q/U_x$, а частота выходных импульсов преобразователя $f = 1/t_0 = U_x/q$.

Если на постоянное измеряемое напряжение U_x наложен случайный шум $u_n(t)$, имеющий среднее значение, равное нулю, и корреляционную функцию $R_n(\tau) = \sigma_n^2 \rho_n(\tau)$, то срабатывание порогового устройства произойдет в момент времени t_1 , определяемый из условия

$$U_x t_1 + \eta(t_1) = q, \quad (2-9)$$

где $\eta(t_1) = \int_0^{t_1} u_n(t) dt$.

Разлагая функцию $\eta(t_1) = \eta(t_0 - \Delta t)$ в точке t_0 в ряд Тейлора и ограничиваясь двумя членами разложения, из уравнения (2-9) получим

$$U_x(t_0 - \Delta t) + \eta(t_0) - \Delta t \eta'(t_0) = q.$$

Флуктуацию времени интегрирования найдем после подстановки значения $q = t_0 U_x$:

$$\Delta t = \frac{\eta(t_0)}{U_x + \eta'(t_0)} = \frac{\eta(t_0)}{U_x} (1 + a)^{-1},$$

где $a = u_n(t_0)/U_x$ — отношение напряжения помехи при $t = t_0$ к напряжению сигнала.

Разлагая $(1 + a)^{-1}$ в ряд Тейлора, получим

$$\Delta t \approx \frac{\eta(t_0)}{U_x} \sum_{k=0}^{\infty} \left(-\frac{u_n(t_0)}{U_x} \right)^k = \frac{\eta(t_0)}{U_x} \sum_{k=0}^{\infty} (-a)^k. \quad (2-10)$$

Из формулы (2-10) следует, что флуктуации длительности интервала интегрирования зависят от значения измеряемого сигнала U_x ,

помехи $u_n(t_0)$ и интеграла от помехи $\eta(t_0)$. Относительная погрешность преобразования, обусловленная влиянием помехи,

$$\delta_t = \frac{\Delta t}{t_0} \approx \frac{\eta(t_0)}{q} \sum_{k=0}^{\infty} (-a)^k.$$

Математическое ожидание погрешности δ_t определяется выражением

$$M(\delta_t) = \frac{1}{q} \left[M(\eta_0) - \frac{M(\eta_0 u_{n0})}{U_x} + \frac{M(\eta_0^2 u_{n0}^2)}{U_x^2} - \dots \right], \quad (2-11)$$

где $\eta_0 = \eta(t_0)$; $u_{n0} = u_n(t_0)$.

Средний квадрат погрешности преобразования

$$M(\delta_t^2) \approx \frac{1}{q^2} \left[M(\eta_0^2) - \frac{2M(\eta_0^2 u_{n0})}{U_x} + \frac{3M(\eta_0^2 u_{n0}^2)}{U_x^2} - \frac{4M(\eta_0^2 u_{n0}^3)}{U_x^3} + \frac{5M(\eta_0^2 u_{n0}^4)}{U_x^4} - \dots \right]. \quad (2-12)$$

Если помеха $u_n(t)$ имеет нормальный закон распределения и нулевое среднее значение, то интеграл от помехи $\eta(t)$ также имеет нормальный закон распределения, нулевое среднее значение $M(\eta_0) = 0$ и дисперсию

$$\sigma_\eta^2 = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_n(x-y) dx dy = 2 \int_0^{t_0} (t_0 - x) R_n(x) dx,$$

где $R_n(x)$ — автокорреляционная функция помехи $u_n(t)$.

Двумерные моменты $M(\eta^\nu u_n^\mu)$, входящие в выражения (2-11) и (2-12), можно определить по формуле [34]

$$M(\eta^\nu u_n^\mu) = \sigma_\eta^\nu \sigma_n^\mu \sum_{k=0}^{\infty} N_{\nu k} N_{\mu k} \frac{\rho_{\eta n}^k}{k!}, \quad (2-13)$$

где $N_{ik} = \int_{-\infty}^{\infty} x^i F^{(k+1)}(x) dx$; $\rho_{\eta n} = \frac{1}{\sigma_\eta \sigma_n} \int_0^{t_0} R_n(x) dx$ — коэффициент корреляции случайных величин η и u_n ; $F^{(k+1)}(x)$ — $(k+1)$ -я производная интеграла вероятности

$$F(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{x^2}{2}} dx. \quad (2-14)$$

Воспользовавшись формулой (2-13), получаем значения двумерных моментов:

$$M(\eta u_n^2) = M(\eta^2 u_n) = M(\eta^2 u_n^3) = 0;$$

$$\begin{aligned}
 M(\eta u_n) &= \sigma_\eta \sigma_n \rho_{\eta n}; & (2-14a) \\
 M(\eta^2 u_n^2) &= \sigma_\eta^2 \sigma_n^2 (1 + 2\rho_{\eta n}^2); \\
 M(\eta^2 u_n^4) &= \sigma_\eta^2 \sigma_n^4 (3 + 12\rho_{\eta n}^2).
 \end{aligned}$$

Подставляя значения двумерных моментов в формулы (2-11) и (2-12), находим значения погрешностей:

$$M(\delta_t) \approx -\frac{M(\eta_0 u_{n0})}{qU_x}; \quad (2-15)$$

$$M(\delta_t^2) \approx \frac{1}{q^2} \left(\sigma_\eta^2 + \frac{3M(\eta_0^2 u_{n0}^2)}{U_x^2} \right). \quad (2-16)$$

Из формул (2-15) и (2-16) следует, что наличие шума на входе ИЦВ с частотно-импульсным преобразователем вызывает появление отличного от нуля среднего значения относительной погрешности δ_t , значение которой определяется в основном корреляционным моментом случайных величин η_0 и u_{n0} . При большом времени интегрирования, значительно превышающем время корреляции шума на входе ИЦВ ($t_0 \gg t_k$), для нахождения корреляционного момента $M(\eta u_n)$ можно пользоваться приближенным выражением:

$$M(\eta u_n) \approx \int_0^{t_0} R_n(x) dx \approx \int_0^\infty R_n(x) dx = \frac{1}{2} S_n(0),$$

где $S_n(0)$ — значение спектральной плотности $S_n(\omega)$ шума $u_n(t)$ при $\omega = 0$. Следовательно, для помех $u_n(t)$, имеющих спектральную плотность мощности в начале координат $S_n(0) = 0$, при большом времени интегрирования t_0 корреляционный момент $M(\eta u_n) = 0$ и поэтому $M(\delta_t) = 0$.

Средний квадрат погрешности после подстановки значения математического ожидания $M(\eta^2 u_n^2)$ приводится к виду

$$M(\delta_t^2) = \left(\frac{\sigma_n}{t_0 U_x} \right)^2 \left[1 + \frac{3\sigma_n^2 (1 + 2\rho_{\eta n}^2)}{U_x^2} \right]. \quad (2-17)$$

При оценке среднего квадрата погрешности можно полагать $\rho_{\eta n} \leq 1$, тогда при $\rho_{\eta n} = 1$ получим

$$M(\delta_t^2) \leq \left(\frac{\sigma_n}{t_0 U_x} \right)^2 \left(1 + \frac{9\sigma_n^2}{U_x^2} \right). \quad (2-17a)$$

Так как при $a \ll 1$ относительная погрешность

$$\delta_t = \frac{\Delta t}{t_0} \approx \frac{\eta(t_0)}{U_x t_0} = \frac{1}{U_x t_0} \int_0^{t_0} u_n(t) dt,$$

то среднеквадратическую погрешность можно представить в виде

$$M(\delta_t)^2 = [M(\delta_t)]^2 + D(\delta_t) = [M(\delta_t)]^2 + \frac{2}{U_x t_0} \int_0^{t_0} (t_0 - t) R_n(t) dt.$$

Если $\partial D(\delta_i)/\partial t_0 < 0$ при $t_0 > 0$, то $D(\delta_i)$ монотонно убывает с увеличением времени t_0 . Отсюда следует, что если корреляционная функция $R_n(t)$ помехи удовлетворяет условию

$$\int_0^{t_0} \left(1 - \frac{2t}{t_0}\right) R_n(t) dt > 0 \text{ при } t_0 > 0,$$

то величина $[\sigma_\eta/(t_0 U_x)]^2$ монотонно убывает с ростом t_0 .

Если интегрирующее устройство является неидеальным и имеет импульсную переходную функцию вида

$$g(t) = \alpha e^{-\beta t},$$

то, кроме погрешности, обусловленной влиянием помехи, появляется дополнительная систематическая погрешность, обусловленная нелинейностью интегратора. При отсутствии помехи длительность t_1 временного интервала между импульсами на выходе преобразователя определяется из уравнения

$$\int_0^{t_1} U_x g(t_1 - t) dt = U_x \frac{\alpha}{\beta} (1 - e^{-\beta t_1}) = q.$$

При этом систематическая погрешность, обусловленная нелинейностью интегратора,

$$\Delta t_{11} = t_1 - t_0 = \frac{1}{\beta} \ln \left(1 - \frac{q\beta}{\alpha U_x}\right)^{-1} - \frac{q}{\alpha U_x}, \quad (2-18)$$

где $t_0 = q/(\alpha U_x)$ — длительность временного интервала между импульсами для идеального интегратора.

Для линеаризации характеристик преобразователя параметры входящих в него элементов выбирают таким образом, чтобы удовлетворялось условие $q\beta/(\alpha U_x) \ll 1$, тогда систематическая погрешность (2-18) после разложения в ряд Тейлора может быть определена по формуле

$$\Delta t_{11} \approx \frac{1}{2} \beta t_0^2. \quad (2-19)$$

При наличии помехи на входе преобразователя появляется случайная погрешность, которую можно определить из уравнения

$$U_x \frac{\alpha}{\beta} (1 - e^{-\beta t_2}) + \eta(t_2) = q, \quad (2-20)$$

где $t_2 = t_1 - \Delta t_{11}$ — интервал между импульсами на выходе преобразователя при наличии на его входе случайной помехи $u_n(t)$:

$$\eta(t_2) = \alpha e^{-\beta t_2} \int_0^{t_2} e^{\beta t} u_n(t) dt. \quad (2-21)$$

Разлагая выражение (2-20) в ряд Тейлора в окрестности точки $t_1 = t_2 + \Delta t_{11}$, ограничиваясь двумя членами ряда с учетом не-

равенств $\beta \Delta t_n < \beta t_1 \ll 1$ и используя (2-14а), получим приближенное выражение для случайной погрешности

$$\Delta t_n \approx \frac{\eta(t_1)}{\alpha U_x - \beta q} \left[1 - \frac{\eta'(t_1)}{\alpha U_x - \beta q} \left(\frac{\eta'(t_1)}{\alpha U_x - \beta q} \right)^2 \right], \quad (2-22)$$

где $\eta'(t_1) = \alpha u_n(t_1) - \beta \eta(t_1)$.

Если шум $u_n(t)$ имеет нормальный закон распределения и среднее значение, равное нулю, то и интегральное значение шума $\eta(t_1)$ также имеет нормальное распределение, среднее значение $M(\eta(t_1)) = 0$ и дисперсию

$$\sigma_\eta^2 = \alpha^2 e^{-2\beta t_1} \int_0^{t_1} \int_0^{t_1} e^{\beta(x+y)} R_n(x-y) dx dy.$$

Тогда величина $\eta'(t_1)$ тоже имеет нормальное распределение, среднее значение $M(\eta'(t_1)) = 0$ и дисперсию

$$\sigma_{\eta'}^2 = \alpha^2 \sigma_n^2 + \beta^2 \sigma_\eta^2 - 2\alpha\beta M(\eta u_n),$$

где $M(\eta u_n) = \alpha e^{-\beta t_1} \int_0^{t_1} e^{\beta x} R_n(x) dx$ — корреляционный момент случайных величин η и $u_n(t)$.

Общая погрешность преобразования равна сумме систематической и случайной погрешностей: $\Delta t = \Delta t_n + \Delta t_s$, а относительная погрешность $\delta = \Delta t/t_0$. Среднее значение относительной погрешности

$$M(\delta) = \frac{\Delta t_n}{t_0} + \frac{M(\Delta t_n)}{t_0}, \quad (2-23)$$

где $M(\Delta t_n) \approx \frac{M(\eta\eta')}{(\alpha U_x - \beta q)^2}$ — математическое ожидание случайной погрешности преобразования, вычисленное по формуле (2-22);

$$M(\eta\eta') = \sigma_\eta \sigma_{\eta'} \rho_{\eta\eta'} = M\{[\alpha u_n(t_1) - \beta \eta(t_1)] \eta(t_1)\} = \alpha M(u_n \eta) - \beta \sigma_\eta^2$$

— взаимокорреляционная функция процессов η и η' .

Средний квадрат относительной погрешности преобразования

$$M(\delta^2) = \left(\frac{\Delta t_n}{t_0} \right)^2 + 2 \frac{\Delta t_n}{t_0^2} M(\Delta t_n) + \frac{M(\Delta t_n^2)}{t_0^2}. \quad (2-24)$$

Воспользовавшись формулами (2-19), (2-23) и (2-24), получаем выражение для среднего квадрата относительной погрешности

$$M\delta^2 = \left(\frac{\beta t_0}{2} \right)^2 + \frac{\beta M(\eta\eta')}{[\alpha U_x(1 - \beta t_0)]^2} + \frac{1}{[\alpha U_x t_0(1 - \beta t_0)]^2} \left[\sigma_\eta^2 + \frac{3\sigma_\eta^2 \sigma_{\eta'}^2 (1 + 2\rho_{\eta\eta'}^2)}{[\alpha U_x(1 - \beta t_0)]^2} \right]. \quad (2-25)$$

Если время интегрирования увеличивать, то систематическая погрешность δ_n возрастает, а случайная погрешность δ_n умень-

шается. При малом значении времени интегрирования ($t_0 \rightarrow 0$) из выражения (2-25) можно получить

$$\lim_{t_0 \rightarrow 0} M(\delta^2) \approx \left(\frac{\sigma_n}{U_x}\right)^2 + 3\left(\frac{\sigma_n}{U_x}\right)^4 \quad (2-26)$$

Таким образом, при наличии на входе ИЦВ с частотным преобразованием случайной помехи время интегрирования следует выбирать из условия получения минимума полной относительной погрешности преобразования:

$$\frac{\partial M(\delta^2)}{\partial t_0} = 0.$$

Поскольку оптимальное время интегрирования зависит от значения измеряемого сигнала, то при изменении последнего в пределах $U_a < U_x < U_b$ оптимум следует искать для среднего квадрата погрешности усредненного по ансамблю измеряемого сигнала

$$\frac{\partial [\overline{M(\delta^2)}]}{\partial t_0} = 0,$$

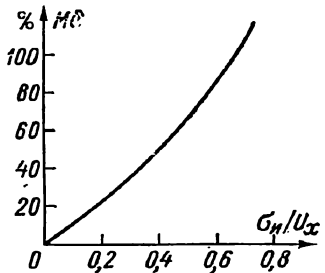


Рис. 2-6. Погрешность при малом времени интегрирования

где $\overline{M(\delta^2)} = \int_{U_a}^{U_b} M(\delta^2) \varphi(U_x) dU_x$ — усредненное по ансамблю значение среднего квадрата погрешности; $\varphi(U_x)$ — функция распределения сигнала U_x .

Зависимость погрешности от времени интегрирования приведена на рис. 2-6. При ограниченном времени интегрирования t_0 значение среднеквадратической погрешности можно оценить по формуле (2-17). При этом, если корреляция между сигналом и случайной помехой существует, то верхний предел погрешности оценивается по формуле (2-17а). Если учитывать нелинейность интегратора, то погрешность можно оценить по формуле (2-25), которая в пределе при $\beta = 0$ и $\alpha = 1$ совпадает с формулой (2-17) или при $\rho_{\eta\eta'} = 1$ — с формулой (2-17а). При малом времени интегрирования можно пользоваться формулой (2-26).

2-5. Влияние гармонической помехи на точность ИЦВ с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал

Принцип действия ИЦВ с промежуточным преобразованием напряжения в интервал времени описан в § 1-9. В соответствии с алгоритмом прибора в первом такте входное напряжение U_x интегри-

руется в течение фиксированного интервала времени T_n аналоговым интегрирующим устройством, а во втором такте измеряемое напряжение отключается и на вход интегрирующего устройства подается образцовое напряжение противоположной полярности. При отсутствии нелинейных искажений или насыщения входного усилителя выходное напряжение для идеального интегратора в первом такте имеет вид

$$U_{\text{вых1}} = K \int_0^{T_n} u_{\text{вх}}(t) dt = K \int_0^{T_n} (U_x + u_n) dt, \quad (2-27)$$

где K — коэффициент передачи интегратора; $u_n = U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n)$ — напряжение помехи с частотой ω_n и начальной фазой φ_n .

Временной интервал T_x , пропорциональный измеряемому напряжению U_x , находится из уравнения

$$K \int_0^{T_n} u_{\text{вх}}(t) dt = K \int_0^{T_x} U_0 dt. \quad (2-28)$$

В результате подстановки значения $u_{\text{вх}}$ и интегрирования выражения (2-28) находим

$$U_x T_n + \frac{U_n}{\omega_n} [\cos \varphi_n - \cos(\omega_n T_n + \varphi_n)] = U_0 T_x. \quad (2-29)$$

После преобразования выражения (2-29) получаем

$$U_x = U_0 \frac{T_x}{T_n} + U_n \sin\left(\frac{\pi T_n}{T_n} + \varphi_n\right) \frac{\sin \pi \frac{T_n}{T_n}}{\pi \frac{T_n}{T_n}}.$$

При отсутствии помехи ($u_n = 0$) имеем $U_{x0} = U_0 T_x / T_n$. Влияние помехи сводится к появлению погрешности

$$\Delta u_n = U_n \sin\left(\pi \frac{T_n}{T_n} + \varphi_n\right) \frac{\sin \pi \frac{T_n}{T_n}}{\pi \frac{T_n}{T_n}}. \quad (2-30)$$

Если время интегрирования не кратно периоду помехи: $T_n = T_n (1 + \delta_{T_n}) n$, то напряжение ошибки определяется выражением

$$\Delta u_n = U_n \frac{\sin(n\pi\delta_{T_n} + \varphi_n) \sin n\pi\delta_{T_n}}{n\pi(1 + \delta_{T_n})}, \quad (2-31)$$

где n — число периодов помехи за время интегрирования, $\delta_{T_n} = \Delta T_n / T_n$ — относительная нестабильность периода помехи.

Значение начальной фазы φ_n^* , соответствующее максимальной погрешности измерения, находим из условия

$$\frac{\partial \Delta u_n}{\partial \varphi_n} = 0,$$

откуда $\varphi_n^* = (2k-1) \pi/2 - n\pi\delta_{T_n}$ ($k = 1, 2, 3, \dots$).

При этом выражение (2-31) принимает вид

$$\Delta u_n = \pm U_n \frac{\sin n\pi\delta_{T_n}}{n\pi(1 + \delta_{T_n})}. \quad (2-32)$$

При значении $n\pi\delta_{T_n} < 0,1\pi$ выражение (2-32) можно записать в виде

$$\Delta u_n \approx \pm U_n \frac{\delta_{T_n}}{1 + \delta_{T_n}}. \quad (2-33)$$

Помехозащищенность вольтметра определяется отношением напряжения помехи к максимальной погрешности измерения, вызванной этой помехой:

$$NMR = 20 \lg \frac{U_n}{|\Delta u_n|} = 20 \lg \frac{n\pi(1 + \delta_{T_n})}{\sin n\pi\delta_{T_n}}, \quad (2-34)$$

и при $n\pi\delta_{T_n} < 0,1\pi$

$$NMR \approx 20 \ln \left(1 + \frac{1}{\delta_{T_n}} \right) \approx -20 \lg \delta_{T_n}.$$

Значение коэффициента ослабления помехи (2-34) в зависимости от нестабильности периода и числа периодов напряжения помехи за время интегрирования приведено на рис. 2-7. Как видно из рисунка, помехозащищенность ИЦВ повышается при увеличении числа периодов n напряжения помехи за время интегрирования и уменьшения нестабильности периода помехи. При выполнении условия $\delta_{T_n} n = k$ коэффициент ослабления помехи неограниченно возрастает. (На рис. 2-7 изображены только первые ветви неограниченного возрастания NMR .)

Относительная погрешность измерения постоянного напряжения при наличии наложенной гармонической помехи определяется выражением

$$\delta_n = \frac{\Delta u_n}{U_x} = \pm \frac{U_n \sin n\pi\delta_{T_n}}{U_x n\pi (1 + \delta_{T_n})}. \quad (2-35)$$

На практике в качестве интеграторов широко применяются аperiodические звенья с импульсной переходной характеристикой вида

$$g(t) = \alpha e^{-\beta t}. \quad (2-36)$$

Для интегрирующего усилителя с RC -цепью коэффициенты α и β , входящие в выражение (2-36), определяются следующим образом:

$$\alpha = -K \frac{1}{RC(1+K)} = -\frac{K}{\tau}; \quad \beta = \frac{1}{RC(1+K)} = \frac{1}{\tau},$$

где K — коэффициент усиления усилителя; $\tau = RC(1+K)$ — постоянная времени интегрирующей цепи. Если используется интегрирующая RC -цепь, то $\alpha = \beta = 1/(RC) = 1/\tau$.

При этом выходное напряжение интегратора в конце первого такта определяется выражением

$$U_{\text{вых}1} = \int_0^{T_n} g(T_n - t) u_{\text{вх}}(t) dt = -\frac{K}{\tau_1} e^{-T_n/\tau_1} \int_0^{T_n} [U_x + u_n(t)] e^{t/\tau_1} dt,$$

где $\tau_1 = R_1 C(1+K)$ — постоянная времени интегратора в первом такте.

Подставляя значение u_n и выполняя интегрирование, получим

$$U_{\text{вых}1} = -U_x K (1 - e^{-T_n/\tau_1}) - \frac{U_n K}{1 + \omega_n^2 \tau_1^2} \{ [\sin(\omega_n T_n + \varphi_n) - \omega_n \tau_1 \cos(\omega_n T_n + \varphi_n)] - e^{-T_n/\tau_1} (\sin \varphi_n - \omega_n \tau_1 \cos \varphi_n) \}.$$

Значение напряжения $U_{\text{вых}1}$ в конце первого такта определяет начальное условие во втором такте интегрирования. При этом выходное напряжение в конце второго такта

$$U_{\text{ср}} = \left(U_{\text{вых}1} - \frac{K}{\tau_2} \int_0^{T_x} U_0 e^{t/\tau_2} dt \right) e^{-T_x/\tau_2}, \quad (2-37)$$

где U_0 — опорное напряжение, противоположное по знаку напряжению U_x ; $U_{\text{ср}}$ — напряжение срабатывания устройства сравнения; $\tau_2 = R_2 C(1+K)$ — постоянная времени интегратора во втором такте.

Подставляя значение $U_{\text{вых}1}$ и выполняя интегрирование (2-37), находим

$$U_x = U_0 \frac{e^{T_x/\tau_2} - 1}{1 - e^{-T_n/\tau_1}} - \frac{U_{\text{ср}}}{K} \frac{e^{T_x/\tau_2}}{1 - e^{-T_n/\tau_1}} - \frac{U_n}{(1 + \omega_n^2 \tau_1^2)(1 - e^{-T_n/\tau_1})} \left[\sin(\omega_n T_n + \varphi_n) - \omega_n \tau_1 \cos(\omega_n T_n + \varphi_n) - e^{-T_n/\tau_1} (\sin \varphi_n - \omega_n \tau_1 \cos \varphi_n) \right]. \quad (2-38)$$

Из выражения (2-38) следует, что погрешность, вносимая напряжением помехи, определяется формулой

$$\Delta u_{\pi} = \frac{U_{\pi}}{(1 + \omega_{\pi}^2 \tau_1^2)(1 - e^{-T_n/\tau_1})} \left[\sin(\omega_{\pi} T_n + \varphi_{\pi}) - \omega_{\pi} \tau_1 \cos(\omega_{\pi} T_n + \varphi_{\pi}) - e^{-T_n/\tau_1} (\sin \varphi_{\pi} - \omega_{\pi} \tau_1 \cos \varphi_{\pi}) \right]. \quad (2-39)$$

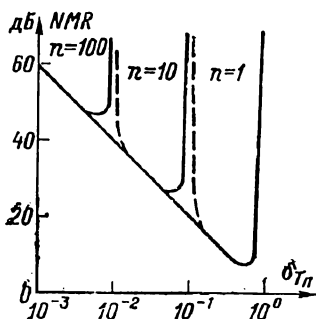


Рис. 2-7. Зависимость коэффициента ослабления периода от нестабильности периода помехи

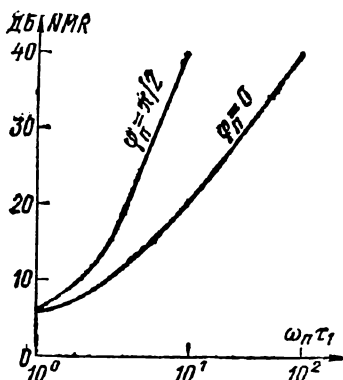


Рис. 2-8. Зависимость коэффициента ослабления от постоянной времени интегрирующей цепи

В общем случае период помехи не кратен времени интегрирования $\omega_{\pi} T_n = 2n\pi + 2n\delta T_n$, и формула (2-39) может быть записана в виде

$$\Delta u_{\pi} = \frac{U_{\pi}}{(1 + \omega_{\pi}^2 \tau_1^2)(1 - e^{-T_n/\tau_1})} \left[\sin(2n\pi\delta T_n + \varphi_{\pi}) - \omega_{\pi} \tau_1 \cos(2n\pi\delta T_n + \varphi_{\pi}) - e^{-T_n/\tau_1} (\sin \varphi_{\pi} - \omega_{\pi} \tau_1 \cos \varphi_{\pi}) \right]. \quad (2-40)$$

Если период помехи кратен времени интегрирования: $\omega_{\pi} T_n = 2n\pi$, то формула (2-40) принимает вид

$$\Delta u_{\pi} = \frac{U_{\pi}}{1 + \omega_{\pi}^2 \tau_1^2} (\sin \varphi_{\pi} - \omega_{\pi} \tau_1 \cos \varphi_{\pi}). \quad (2-41)$$

Из выражения (2-41) видно, что погрешность $\Delta u_{\pi} = 0$, если $\varphi_{\pi} = \arctg \omega_{\pi} \tau_1$. При $\omega_{\pi} \tau_1 \gg 1$ и $\varphi_{\pi} = 0$ погрешность достигает максимального значения

$$\Delta u_{\pi, \text{м}} = \frac{U_{\pi}}{\omega_{\pi} \tau_1}.$$

На рис. 2-8 показана зависимость коэффициента ослабления помехи от начальной фазы напряжения помехи при различных значениях постоянной времени интегрирующей цепи.

При малом времени интегрирования по сравнению с постоянной времени $\tau_i \gg T_n$ формула (2-40) приводится к виду

$$\Delta u_n \approx \frac{U_n}{\omega_n T_n} [\cos \varphi_n - \cos (2n\pi\delta T_n + \varphi_n)]. \quad (2-42)$$

Из выражения (2-40) следует, что при значении начальной фазы

$$\varphi_n' = \operatorname{arctg} \frac{\sin 2n\pi\delta T_n - \omega_n \tau_i \cos 2n\pi\delta T_n + \omega_n \tau_i e^{-T_n/\tau_i}}{\omega_n \tau_i \sin 2n\pi\delta T_n + \cos 2n\pi\delta T_n - e^{-T_n/\tau_i}}$$

ошибка, вносимая помехой, $\Delta u_n = 0$.

Максимальная ошибка, определенная из условия $\partial \Delta u_n / \partial \varphi_n = 0$, получается при значении начальной фазы

$$\varphi_n^* = \operatorname{arctg} \frac{\omega_n \tau_i \sin 2n\pi\delta T_n + \cos 2n\pi\delta T_n - e^{-T_n/\tau_i}}{\sin 2n\pi\delta T_n - \omega_n \tau_i \cos 2n\pi\delta T_n + \omega_n \tau_i e^{-T_n/\tau_i}}$$

Максимальная погрешность может быть определена по формуле

$$\Delta u_{n,m} = \frac{\sqrt{1 - e^{-T_n/\tau_i} (e^{-T_n/\tau_i} - 2 \cos 2n\pi\delta T_n)}}{\sqrt{1 + \omega_n^2 \tau_i^2 (1 - e^{-T_n/\tau_i})}} U_n. \quad (2-43)$$

При большой постоянной времени интегрирующей цепи ($\tau_i \gg T_n$), разлагая трансцендентные функции в ряд Тейлора, получим

$$\Delta u_{n,m} \approx \frac{U_n}{\omega_n T_n} 2n\pi\delta T_n. \quad (2-44)$$

Пользуясь формулой (2-44), можно рассчитать погрешность, вносимую гармонической помехой при известной нестабильности δT_n периода помехи с частотой ω_n и заданном времени интегрирования T_n .

Если напряжение помехи содержит гармоники:

$$u_n(t) = \sum_{k=1}^m U_{nk} \sin(k\omega_n t + \varphi_{nk}),$$

то погрешность, вносимая несинусоидальной помехой, может быть определена по формуле

$$\Delta u_n = \sum_{k=1}^m \Delta u_{nk},$$

где

$$\Delta u_{nk} = \frac{U_{nk}}{(1 + k^2 \omega_n^2 \tau_1^2) (1 - e^{-T_n/\tau_1})} \left\{ \left[\sin 2k n \pi \delta_{T_n} + \right. \right. \\ \left. \left. + k \omega_n \tau_1 \left(e^{-T_n/\tau_1} - \cos 2k n \pi \delta_{T_n} \right) \right] \cos \varphi_{nk} + \right. \\ \left. + \left[\cos 2k n \pi \delta_{T_n} - k \omega_n \tau_1 \left(e^{-T_n/\tau_1} \frac{1}{k \omega_n \tau_1} - \sin 2k n \pi \delta_{T_n} \right) \right] \sin \varphi_{nk} \right\}$$

— погрешность, вносимая k -й гармоникой помехи.

2-6. Влияние случайных помех на точность ИЦВ с промежуточным преобразованием напряжения в интервал времени

Если сигнал на входе ИЦВ с двойным интегрированием представить в виде суммы измеряемого напряжения U_x и стационарного случайного шума $u_n(t)$:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_x + u_n(t),$$

то в результате интегрирования в течение времени T_n выходное напряжение интегратора будет иметь значение [38]

$$U_{\text{вых. н}} = \int_0^{T_n} g(T_n - t) u_{\text{вх}}(t) dt,$$

где $g(t)$ — весовая функция интегрирующего устройства.

По окончании интервала интегрирования T_n сигнал $u_{\text{вх}}$ отключается от входа интегратора и начинается интегрирование опорного напряжения U_0 в течение интервала времени t_x , определяемого из уравнения

$$\int_0^{T_n} g(T_n - t) u_{\text{вх}}(t) dt = U_0 \int_0^{t_x} g(t_x - \tau) d\tau. \quad (2-45)$$

Выходной величиной θ преобразователя является время t_x , взятое со знаком величины $U_{\text{вых. н}}$:

$$\theta = \text{sign} [U_{\text{вых. н}}] t_x. \quad (2-46)$$

Для идеального интегратора весовая функция $g(t) = 1$ и при отсутствии помех ($u_n(t) = 0$) выходная величина θ определяется из выражений (2-45) и (2-46):

$$\theta_0 = \text{sign} [U_x] \left| \frac{U_x T_n}{U_0} \right| = \frac{U_x T_n}{U_0}. \quad (2-47)$$

При воздействии на вход ИЦВ полезного сигнала вместе с помехой выходной сигнал преобразователя имеет вид

$$\theta = \frac{1}{|U_0|} \left(U_x T_n + \int_0^{T_n} u_n(t) dt \right).$$

Относительная погрешность преобразования δ_n , обусловленная влиянием помехи u_n , равна отношению среднего за интервал T_n значения помехи к измеряемому напряжению U_x . Из выражений (2-46) и (2-47) находим

$$\delta_n = \frac{\theta - \theta_0}{\theta_0} = \frac{1}{U_x T_n} \int_0^{T_n} u_n(t) dt. \quad (2-48)$$

Среднеквадратическую погрешность преобразования получаем из выражения (2-48):

$$M(\delta_n^2) = [M(\delta_n)]^2 + D(\delta_n) - \left[\frac{M(u_n)}{U_x} \right]^2 + \frac{2}{(U_x T_n)^2} \int_0^{T_n} (T_n - t) R_n(t) dt, \quad (2-49)$$

где $D(\delta_n)$ — дисперсия относительной погрешности преобразования; $M(u_n)$ — математическое ожидание помехи; $R_n(t)$ — корреляционная функция помехи u_n .

Если измеряемое напряжение изменяется и на интервале $U_a < u_x < U_b$ имеет функцию распределения $\varphi(u_x)$, то оценку погрешности можно производить путем усреднения выражения (2-49) по параметру u_x

$$\begin{aligned} \overline{M(\delta_n^2)} &= \int_{U_a}^{U_b} M(\delta_n^2) \varphi(u_x) du_x = \\ &= A [M(u_n)]^2 + \frac{2A}{T_n^2} \int_0^{T_n} (T_n - t) R_n(t) dt, \end{aligned} \quad (2-50)$$

$$\text{где } A = \int_{U_a}^{U_b} \frac{\varphi(U_x)}{u_x^2} du_x.$$

Рассмотрим зависимость среднего квадрата погрешности от времени интегрирования T_n . Очевидно, что первое слагаемое в выражении (2-40), представляющее собой усредненный по ансамблю U_x квадрат математического ожидания относительной погрешности, не зависит от времени T_n . Второе слагаемое в выражении (2-50), представляющее усредненную по ансамблю u_x дисперсию погреш-

ности δ_n , является функцией T_n , причем эта зависимость имеет вид

$$F(T_n) = \frac{1}{T_n^2} \int_0^{T_n} (T_n - t) R_n(t) dt. \quad (2-51)$$

Если $\partial F / \partial T_n < 0$ для всех $T_n > 0$, то функция $F(T_n)$ является монотонно убывающей и при увеличении времени T_n дисперсия погрешности $D(\delta_n) \rightarrow 0$. Используя выражение (2-51), получаем требуемое условие в виде

$$\int_0^{T_n} (T_n - 2t) R_n(t) dt > 0 \text{ при } T_n > 0. \quad (2-52)$$

Выразив корреляционную функцию $R_n(t)$ помехи через ее спектральную плотность мощности $S_n(\omega)$, неравенство (2-52) приведем к виду

$$\int_0^{\infty} \frac{S_n(\omega)}{\omega} \left[\frac{2}{\omega T_n} (1 - \cos \omega T_n) - \sin \omega T_n \right] d\omega > 0 \text{ при } T_n > 0.$$

Выполнение этого неравенства является необходимым и достаточным условием монотонного убывания дисперсии погрешности δ_n с ростом T_n . В частности, это условие выполняется при воздействии на вход ИЦВ помех, имеющих монотонно убывающую корреляционную функцию. В этом случае всегда можно выбрать такое время T_n , при котором $M(\delta_n^2) \leq N$.

Если интегратор неидеальный и имеет импульсную переходную функцию

$$g(t) = \alpha e^{-\beta t}, \quad (2-53)$$

то выходная величина может быть представлена в виде

$$\theta = \text{sign} \left[\frac{\alpha}{\beta} U_x (1 - e^{-\beta T_n}) + \Delta_n \right] \frac{1}{\beta} \ln \left[1 - \frac{U_x (1 - e^{-\beta T_n}) + \frac{\beta}{\alpha} \Delta_n}{U_0} \right],$$

где $\Delta_n = \int_0^{T_n} g(T_n - t) u_n(t) dt$ — абсолютная погрешность интегрирования, обусловленная помехой.

Используя значение (2-53), получим

$$\Delta_n = \alpha e^{-\beta T_n} \int_0^{T_n} e^{\beta t} u_n(t) dt. \quad (2-54)$$

Для линеаризации зависимости выходной величины θ параметры элементов преобразователя выбирают такими, чтобы выполнялось

условие $\beta T_n \rightarrow 0$. Если интегральное значение сигнала превышает интегральное значение помехи:

$$\left| U_x \int_0^{T_n} g(T_n - t) dt \right| > \left| \int_0^{T_n} g(T_n - t) u_n(t) dt \right|,$$

то, разлагая выражение (2-48) в ряд Тейлора, получим приближенное значение погрешности преобразования

$$\delta_n = -\frac{\beta T_n}{2} \left(1 \pm \frac{U_x}{|U_0|} \right) + \frac{\Delta_n}{\alpha U_x T_n}, \quad (2-55)$$

в котором первое слагаемое характеризует систематическую погрешность нелинейности, а второе слагаемое характеризует погрешность, обусловленную помехой. Знак плюс в формуле (2-55) соответствует значению $U_x > 0$, а знак минус — значению $U_x < 0$.

Средний квадрат погрешности преобразования

$$M(\delta_n^2) = \left[\frac{\beta T_n}{2} \left(1 \pm \frac{U_x}{|U_0|} \right) \right]^2 - \frac{\beta}{\alpha} \left(\frac{1}{U_x} \pm \frac{1}{|U_0|} \right) M(\Delta_n) + \frac{M(\Delta_n^2)}{(\alpha U_x T_n)^2}, \quad (2-56)$$

где $M(\Delta_n) = \frac{\alpha}{\beta} (1 - e^{-\beta T_n}) M[u_n(t)]$ — математическое ожидание абсолютной погрешности интегрирования u_n ; $M(\Delta_n^2) = [M(\Delta_n)]^2 + D(\Delta_n)$ — математическое ожидание квадрата погрешности интегрирования u_n ; $D(\Delta_n)$ — дисперсия погрешности интегрирования u_n .

Для интегратора с импульсной переходной функцией (2-53) дисперсия погрешности $D(\Delta_n)$ может быть определена по формуле

$$D(\Delta_n) = \int_0^{T_n} \int_0^{T_n} g(T_n - t_1) g(T_n - t_2) R_n(t_2 - t_1) dt_1 dt_2 = \\ = \alpha^2 e^{-2\beta T_n} \int_0^{T_n} \int_0^{T_n} e^{\beta(t_1 + t_2)} R_n(t_2 - t_1) dt_1 dt_2. \quad (2-57)$$

После замены переменных выражение (2-57) можно привести к виду

$$D(\Delta_n) = \frac{\alpha^2}{\beta} \left(\int_0^{T_n} e^{-\beta t} R_n(t) dt - e^{-2\beta T_n} \int_0^{T_n} e^{\beta t} R_n(t) dt \right). \quad (2-58)$$

Из формул (2-55) и (2-56) видно, что с ростом времени интегрирования погрешность, вносимая нелинейностью интегратора, увеличивается, однако погрешность, обусловленная помехой, при этом

уменьшается. Влияние помехи на погрешность также уменьшается при увеличении измеряемого напряжения U_x . Если помеха имеет нулевое среднее значение, то среднеквадратическая погрешность, вносимая помехой, может быть найдена по формуле (2-58).

2-7. Ослабление гармонической помехи в ИЦВ с двукратным интегрированием

Для ослабления влияния гармонических помех, наложенных на измеряемое напряжение U_x , можно использовать осреднение результатов двух (или более) измерений. При однократном интегрировании среднее за время T_n значение аддитивной гармонической помехи $u_n = U_{nm} \sin \omega_n t$, измеренное ИЦВ (для простоты будем полагать, что начальная фаза помехи $\varphi_n = 0$), представляет собой абсолютную погрешность измерения, вносимую помехой [5]:

$$\Delta_{n1} = \frac{U_{nm}}{T_n} \int_0^{T_n} \sin \omega_n t dt = U_{nm} \frac{\sin^2 x}{x}, \quad (2-59)$$

где $x = \pi T_n / T_n = \pi T_n f_n$.

Если время интегрирования выбрано кратным периоду помехи: $T_n = nT_n$ (где n — целое число), то погрешность $\Delta_{n1} = 0$. На рис. 2-9 (кривая 1) показана зависимость коэффициента ослабления помехи от частоты, вычисленная по формуле

$$NMR_1 = 20 \lg \frac{U_{nm}}{\Delta_{n1}} = 20 \lg \frac{x}{\sin^2 x}, \quad (2-60)$$

где абсолютная погрешность Δ_{n1} определяется выражением (2-59).

Если частота помехи изменяется в процессе измерения, то получить существенное ослабление помехи можно только значительным увеличением времени интегрирования. При изменении частоты помехи в узком диапазоне ($\omega_{n. \text{мин}} \leq \omega \leq \omega_{n. \text{макс}}$) увеличить ослабление помехи можно применением двукратного интегрирования помехи за два равных промежутка времени T_n , разделенных интервалом ΔT_n . При этом абсолютную погрешность, вносимую помехой при усреднении за два равных промежутка времени T_n , можно найти по формуле

$$\Delta_{n2} = \frac{U_{nm}}{2T_n} \left(\int_0^{T_n} \sin \omega_n t dt + \int_{T_n + \Delta T_n}^{2T_n + \Delta T_n} \sin \omega_n t dt \right). \quad (2-61)$$

После интегрирования выражения (2-61) и подстановки пределов получаем

$$\Delta_{n2} = \frac{U_{nm}}{2x} \sin x [\sin x + \sin(3x + 2\Delta x)], \quad (2-62)$$

где $\Delta x = \pi \Delta T_n f_n$.

Для определения значений времени интегрирования T_{Π} и интервала ΔT_{Π} , при которых ослабление помех резко возрастает на крайних частотах ($f_{\Pi. \text{мин}}$ и $f_{\Pi. \text{макс}}$) в диапазоне изменения частоты помехи, представим выражение (2-62) в виде

$$\Delta_{\Pi 2} = \frac{U_{\text{пм}}}{x} \sin x \sin (2x + \Delta x) \cos (x + \Delta x). \quad (2-63)$$

Погрешность, вносимая помехой, становится равной нулю на частотах $f_{\Pi. \text{мин}}$ и $f_{\Pi. \text{макс}}$, если удовлетворяются условия:

$$1) \sin x_1 = 0; \quad 2) \sin (2x_2 + \Delta x_2) = 0.$$

Из первого условия, полагая $f_{\Pi} = f_{\Pi. \text{мин}}$, получим, что $x_1 = \pi$ при $T_{\Pi} = 1/f_{\Pi. \text{мин}}$. Из второго условия, полагая $f_{\Pi} = f_{\Pi. \text{макс}}$ находим значение

$$\Delta T_{\Pi} = \frac{n_2}{f_{\Pi. \text{макс}}} - \frac{2}{f_{\Pi. \text{мин}}},$$

которое имеет смысл только при $n_2 \geq 3$. Выбирая $n_2 = 3$, получаем

$$\Delta T_{\Pi} = \frac{3f_{\Pi. \text{мин}} - 2f_{\Pi. \text{макс}}}{f_{\Pi. \text{мин}}f_{\Pi. \text{макс}}}. \quad (2-64)$$

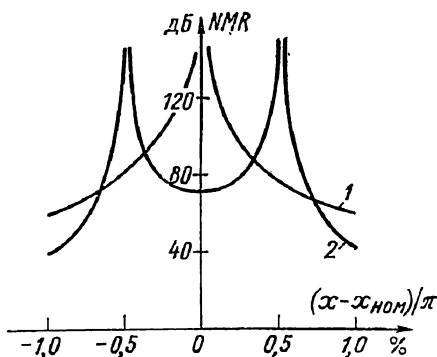


Рис. 2-9. Зависимость коэффициента ослабления от частоты помехи

Таким образом, подставляя значения T_{Π} и ΔT_{Π} в выражение (2-63), находим

$$\Delta_{\Pi 2} = \frac{U_{\text{пм}} f_{\Pi. \text{мин}}}{\pi f_{\Pi}} \sin \frac{\pi f_{\Pi}}{f_{\Pi. \text{мин}}} \sin \frac{3\pi f_{\Pi}}{f_{\Pi. \text{макс}}} \cos \pi f_{\Pi} \frac{3f_{\Pi. \text{мин}} - f_{\Pi. \text{макс}}}{f_{\Pi. \text{мин}}f_{\Pi. \text{макс}}}.$$

Коэффициент ослабления помехи при двукратном интегрировании

$$\begin{aligned} -NMR_2 = & 20 \lg \frac{f_{\Pi. \text{мин}}}{\pi f_{\Pi}} + 20 \lg \sin \frac{\pi f_{\Pi}}{f_{\Pi. \text{мин}}} + \\ & + 20 \lg \sin \frac{3\pi f_{\Pi}}{f_{\Pi. \text{макс}}} + 20 \lg \cos \pi f_{\Pi} \frac{3f_{\Pi. \text{мин}} - f_{\Pi. \text{макс}}}{f_{\Pi. \text{мин}}f_{\Pi. \text{макс}}} \end{aligned} \quad (2-65)$$

на частотах $f_{\Pi} = f_{\Pi. \text{мин}}$ и $f_{\Pi} = f_{\Pi. \text{макс}}$ обращается в бесконечность.

На рис. 2-9 (кривая 2) показана зависимость коэффициента ослабления помехи от изменения частоты, построенная по формуле (2-65). На граничных частотах помехи $f_{\Pi. \text{мин}}$ и $f_{\Pi. \text{макс}}$ коэффициент ослабления стремится к бесконечности. Интервал $\Delta f = f_{\Pi. \text{макс}} - f_{\Pi. \text{мин}}$ между частотами можно изменять путем выбора различных значений ΔT_{Π} . При этом коэффициент ослабления

помехи на центральной частоте диапазона $f_{п.с} = \Delta f/2 + f_{п.мин}$ возрастает при уменьшении интервала Δf .

Так, например, если частота помехи лежит в пределах $f_{п.мин} = 49$ Гц и $f_{п.макс} = 51$ Гц, а время интегрирования $T_{\Pi} = \frac{1}{f_{п.мин}} = 20,408$ мс (а не 20 мс, как при частоте 50 Гц), то интервал ΔT_{Π} в соответствии с формулой (2-64) должен быть равен 18 мс. При этом на частотах 49 и 51 Гц ослабление помехи становится бесконечно большим, а на средней частоте $f = 50$ Гц ослабление составляет 50 дБ.

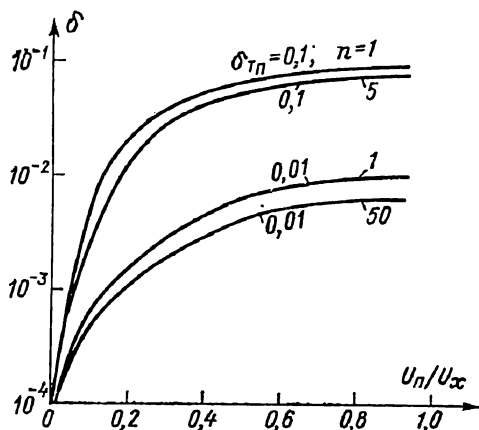
2-8. Влияние гармонической помехи на точность ИЦВ с потенциметрической обратной связью

ИЦВ с потенциметрической обратной связью являются замкнутыми системами, в которых процесс измерения разделяется на несколько последовательных тактов. Напряжение, измеренное прибором после первого такта,

$$U_1 = (U_x + \Delta u_{п1})(1 + \delta_{пр}), \quad (2-66)$$

где $\delta_{пр}$ — относительная погрешность аналого-цифрового преобразователя АЦП в первом такте; $\Delta u_{п1} = U_{\Pi} \sin^2 n_1 \pi \left(1 + \frac{\delta_{T_{\Pi}}}{n_1 \pi (1 + \delta_{T_{\Pi}})} \right)$

Рис. 2-10. Погрешность вольтметров с потенциметрической обратной связью



— эквивалентное постоянное напряжение, приведенное к входу прибора и равное абсолютной погрешности измерения за счет помехи в первом такте; n_1 — число периодов помехи за время первого такта.

Во втором такте цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) цепи обратной связи, имеющий погрешность δ_{β} , вырабатывает компенсирующее напряжение

$$U_{\kappa} = U_1 (1 + \delta_{\beta}),$$

которое вычитается из входного напряжения. При этом напряжение на входе преобразователя уменьшается до значения

$$\varepsilon = U_x - U_1 (1 + \delta_{\beta}) + U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}). \quad (2-67)$$

В третьем такте производится измерение напряжения (2-67) с наложенной помехой. В результате в конце третьего такта прибор измеряет напряжение

$$U_2 = [U_x + \Delta u_{n2} - U_1(1 + \delta_p)](1 + \delta_{np}), \quad (2-68)$$

где $\Delta u_{n2} = U_n \sin^2 n_2 \pi (1 + \delta_{Tn}) / [n_2 \pi (1 + \delta_{Tn})]$ — эквивалентное постоянное напряжение, приведенное к входу прибора, равное абсолютной погрешности измерения за счет помехи в третьем такте; n_2 — число периодов помехи во время третьего такта.

Окончательный результат преобразования получается путем сложения показаний в первом (2-66) и третьем (2-68) тактах соответственно:

$$U = U_1 + U_2 = U_x (1 - \delta_p - \delta_{np}^2 + \delta_2 - \delta_{np} \delta_1 + \delta_{np} \delta_2), \quad (2-69)$$

где $\delta_1 = \Delta u_{n1} / U_x$ и $\delta_2 = \Delta u_{n2} / U_x$ — относительные погрешности измерения, вносимые помехой в первом и третьем тактах соответственно.

Если в выражении (2-69) опустить члены второго порядка малости, то получим полную погрешность измерения в виде

$$\delta = -\delta_p + \delta_2.$$

При отсутствии помех ($\delta_1 = \delta_2 = 0$) полная погрешность прибора определяется выражением $\delta^* = \delta_p + \delta_{np}^2$.

На рис. 2-10 приведены графики, позволяющие оценить полную погрешность ИЦВ с потенциометрической обратной связью по известному уровню помех и погрешности цифро-аналогового преобразователя $\delta_p = 0,01\%$. Для других значений δ_p характер зависимости погрешности от помех на входе прибора сохранится, однако численные значения будут другими.

2-9. Ослабление гармонических помех в ИЦВ со статистическим осреднением

Для устранения влияния гармонических помех на результат измерения можно использовать осреднение мгновенных значений напряжения, подаваемого на вход ЦВ. Погрешность измерения в этом случае обусловлена не только самой гармонической помехой, наложенной на постоянное измеряемое напряжение U_x , но и квантованием входного сигнала по уровню [16, 17].

Отсчеты входного сигнала, выполняемые ЦВ в течение периода помехи, подвергаются затем статистической обработке, при которой осредняются две группы отсчетов, причем каждому отсчету из первой группы (1, 2, ..., n) соответствует отсчет из второй группы (1', 2', ..., n'), отстоящий ровно на полпериода помехи (рис. 2-11). При таком способе обработки подавляются нечетные гармоники помехи и в некоторой степени ослабляются случайные шумы, наложенные на измеряемое напряжение.

Средний квадрат погрешности, вносимой гармонической помехой $u_n = U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n)$, при единичном измерении определяется дисперсией помехи $\sigma_n^2 = D(u_n)$.

Если осреднить N единичных отсчетов наложенной помехи, то средний квадрат погрешности будет выражаться формулой [42]

$$\overline{\sigma_n^2} = \frac{\sigma_n^2}{N} [1 + (N-1) \rho_n], \quad (2-70)$$

где ρ_n — коэффициент корреляции помехи.

Для синусоидальной помехи со случайной начальной фазой корреляционная функция имеет вид

$$\begin{aligned} R_n(\tau) &= \frac{1}{T_n} \int_{-T_n/2}^{T_n/2} u_n(t) u_n(t-\tau) dt = \\ &= \frac{U_n^2}{2} \cos \omega_n \tau, \end{aligned}$$

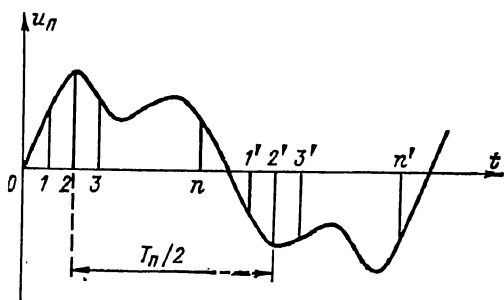


Рис. 2-11. Формирование отсчетов в вольтметрах со статистическим усреднением

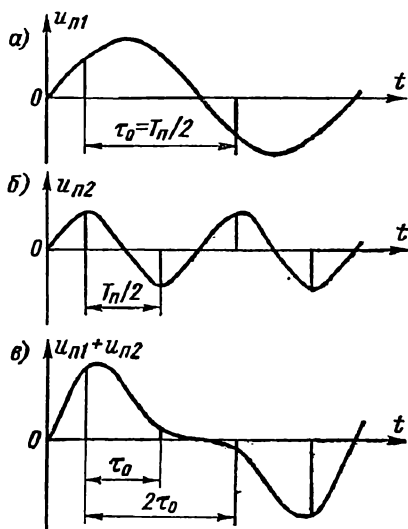


Рис. 2-12. Формирование двух отсчетов (а), четырех отсчетов (б) и влияние второй гармоники (в)

где τ — отрезок времени между осредняемыми значениями сигнала.

Таким образом, коэффициент корреляции синусоидальной помехи

$$\rho_n(\tau) = \cos \omega_n \tau.$$

Подставляя значения коэффициента корреляции и дисперсии помехи, находим средний квадрат погрешности при измерении постоянного напряжения в присутствии гармонической помехи:

$$\overline{\sigma_n^2} = \frac{U_n^2}{2N} [1 + (N-1) \cos \omega_n \tau]. \quad (2-71)$$

Из формулы (2-71) следует, что погрешность $\overline{\sigma_n^2} = 0$, если $(N-1) \cos \omega_n \tau = -1$, откуда получаем

$$\cos \omega_n \tau = -(N-1)^{-1}. \quad (2-72)$$

Выражение (2-72) позволяет найти отрезок времени τ_0 между отсчетами при заданном их числе N , обеспечивающем $\sigma_n^2 = 0$. Так, например, если положить $N = 2$, $\cos \omega_n \tau_0 = -1$, то, следовательно,

$$\tau_0 = (2k-1) \frac{T_n}{2}; \quad k = 1, 2,$$

Таким образом, становится очевидным, что осреднение двух отсчетов, отстоящих друг от друга на отрезок времени, кратный нечетному числу полупериодов помехи, приводит к ее полному подавлению (рис. 2-12, а). Так, например, если осреднить два отсчета, разделенные промежутком времени $\tau_0 = 0,01$ с, то будет полностью подавлена помеха с частотой 50 Гц. Аналогично, при осреднении двух отсчетов, взятых через промежуток $\tau_0 = 0,005$ с, будет подавлена помеха с частотой 100 Гц (рис. 2-12, б). Осреднение четырех отсчетов, взятых через 0,005 с, позволяет подавить помехи с частотами 50 и 100 Гц (рис. 2-12, в). Степень подавления помех зависит от точности и стабильности временного интервала между отсчетами, стабильности частоты и фазы помехи.

Если количество отсчетов неограниченно увеличивать, то с некоторым приближением результат суммирования мгновенных значений входного напряжения можно заменить интегралом за период помехи:

$$\bar{U}_{вх} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (U_x + U_{пм} \sin \omega_n t_k) \approx \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} (U_x + U_{пм} \sin \omega_n t) dt.$$

Следовательно, усреднение большого количества отсчетов эквивалентно интегрированию входного сигнала за период помехи и помехозащищенность ИЦВ можно оценивать по формуле (2-34).

Дополнительная погрешность вносится квантованием входного сигнала по уровню при измерении ЦВ. Если входной сигнал состоит из постоянного измеряемого напряжения U_x и суммы гармоник помехи u_n :

$$u_{вх}(t) = U_x + \sum_{k=1}^n U_{пк} \sin(k\omega_n t + \varphi_k),$$

то результат осреднения N отсчетов определяется выражением

$$|u_{вх}|_N = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |u_{вх}|_i, \quad (2-73)$$

где $|u_{вх}|_i = \text{ent} \left[U_x + \sum_{k=1}^n U_{пк} \sin(k\omega_n t_i + \varphi_k) \right]$ — результат i -го измерения.

Средний квадрат погрешности измерения определяется через разность результата осреднения (2-73) и измеряемого сигнала:

$$\Delta_n^2 = M \left[|u_{вх}|_N - U_x \right]^2. \quad (2-74)$$

Представим в формуле (2-74) результат i -го измерения в виде суммы соответствующей некантованной величины $u_{вх i}$ и имеющей при этом погрешности квантования $\Delta_{кв i}$:

$$|u_{вх}|_i = u_{вх i} + \Delta_{кв i},$$

тогда из выражения (2-74) получаем

$$\begin{aligned} \Delta_{и}^2 &= M \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (u_{вх i} + \Delta_{кв i}) - U_x \right]^2 = \\ &= M \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left[\sum_{k=1}^n U_{пк} \sin(k\omega_{п} t_i + \varphi_k) + \Delta_{кв i} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (2-74 а)$$

Очевидно, что первое слагаемое в выражении (2-74а) определяет погрешность измерения, обусловленную помехой, а второе — дополнительную погрешность, обусловленную квантованием входного сигнала.

Если усредняются группы отсчетов, отстоящие на полпериода помехи, то погрешность измерения совпадает с осредненной погрешностью квантования входного сигнала по уровню:

$$\Delta_{и} = \Delta_{кв} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta_{кв i}, \quad (2-75)$$

где $\Delta_{кв i} = \Delta_{кв} \left[U_x + \sum_{k=1}^n U_{пк} \sin(k\omega_{п} t_i + \varphi_k) \right]$ — погрешность квантования величины, стоящей в скобках.

В этом случае выражение (2-75) можно представить в виде

$$\Delta_{кв} = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{i=1}^{N/2} (\Delta_{кв} [U_x + u_{п i}] + \Delta_{кв} [U_x - u_{п i}]) \right\},$$

где

$$u_{п i} = \sum_{k=1}^n U_{пк} \sin(k\omega_{п} t_i + \varphi_k); \quad t_i = (i-1) \tau_0.$$

Анализ этого выражения [17] показывает, что осредненная погрешность квантования $\Delta_{кв}$ постоянного измеряемого напряжения U_x и гармонической помехи $u_{п}$ мало отличается от погрешности в случае отсутствия гармонической помехи. В некоторых случаях гармоническая помеха приводит к незначительному снижению (до двух раз) погрешности квантования.

Осреднение двух отсчетов, взятых через интервал времени, равный половине периода основной гармоник помехи, позволяет избавиться только от нечетных гармоник помехи. Для ослабления заданного числа n гармоник помехи (как нечетных, так и четных) необходимо использовать более сложные алгоритмы статистической обработки измеренных значений сигнала. Одним из таких алгоритмов [16] предусматривается измерение $(2n + 1)$ мгновенных значений входного сигнала и последующее сложение этих значений с определенными весовыми коэффициентами.

Мгновенные значения сигнала u_i , измеренные в моменты времени $t_1, t_2, \dots, t_{2n+1}$, разделенные интервалом $\tau_0 = t_i - t_{i-1}$, где $i = 1, 2, \dots, 2n + 1$, можно записать в виде

$$u_i = U_x + \sum_{k=1}^n U_{nk} \sin [(k\omega_n t_1 + \varphi_k) + k(i-1)\omega_n \tau_0].$$

Это уравнение после тригонометрических преобразований приводится к виду

$$u_i = U_x + \sum_{k=1}^n U_{nk} \sin (k\omega_n t_1 + \varphi_k) \cos k(i-1)\omega_n \tau_0 + \sum_{k=1}^n U_{nk} \cos (k\omega_n t_1 + \varphi_k) \sin k(i-1)\omega_n \tau_0. \quad (2-76)$$

Для сокращения записи можно ввести обозначения:

$$x_k = U_{nk} \sin (k\omega_n t_1 + \varphi_k); \quad a_{ik} = \cos k(i-1)\omega_n \tau_0; \\ y_k = U_{nk} \cos (k\omega_n t_1 + \varphi_k); \quad b_{ik} = \sin k(i-1)\omega_n \tau_0.$$

Тогда уравнение (2-76) принимает вид

$$u_i = U_x + \sum_{k=1}^n (x_k a_{ik} + y_k b_{ik}). \quad (2-77)$$

Подставляя значения порядкового номера измерения $i = 1, 2, \dots, 2n + 1$, получим систему уравнений, в результате решения которой определим измеряемое напряжение

$$U_x = \frac{\Delta_1}{\Delta},$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & a_{1,1} & \dots & a_{1,n} & b_{1,1} & \dots & b_{1,n} \\ 1 & a_{2,1} & & a_{2,n} & b_{2,1} & & b_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & a_{2n+1,1} & & a_{2n+1,n} & b_{2n+1,1} & & b_{2n+1,n} \end{vmatrix}$$

— основной определитель системы, а

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} U_1 & a_{1,1} & \dots & a_{1,n} & b_{1,1} & \dots & b_{1,n} \\ U_2 & a_{2,1} & & a_{2,n} & b_{2,1} & & b_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{2n+1} & a_{2n+1,1} & & a_{2n+1,n} & b_{2n+1,1} & & b_{2n+1,n} \end{vmatrix}$$

— вспомогательный определитель системы.

Разложив определитель Δ_1 по элементам первого столбца, получим

$$U_x = \frac{A_{1,1}}{\Delta} u_1 + \frac{A_{2,1}}{\Delta} u_2 + \dots + \frac{A_{2n+1,1}}{\Delta} u_{2n+1} = \sum_{i=1}^{2n+1} \frac{A_{i1}}{\Delta} u_i, \quad (2-78)$$

где $A_{i,1}$ — адьюнкты элементов первого столбца определителя Δ_1 .

Из выражения (2-78) следует, что измеряемое напряжение U_x является линейной комбинацией результатов измерений мгновенных значений u_i . Для полного исключения влияния n гармоник помехи на результат измерения необходимо провести $(2n + 1)$ измерений и сложить результаты измерений с определенными весовыми коэффициентами.

В некоторых случаях число отсчетов можно сократить, а весовые коэффициенты сделать равными. Так, например, если выбрать $\omega_n \tau_0 = 2\pi/(n + 1)$, то

$$U_x = \frac{1}{n + 1} \sum_{i=1}^{n+1} u_i.$$

В результате осреднения $(2n + 1)$ отсчетов u_{nx} погрешность измерения будет вызываться $(n + 1)$ -й неучтенной гармоникой помехи и случайными ошибками отдельных измерений. Так как $(n + 1)$ неучтенная гармоника помехи искажает результаты измерения мгновенных значений u_i , то погрешность в определении U_x может быть найдена по формуле

$$\Delta U_x = \sum_{i=1}^{2n+1} \frac{A_{i,1}}{\Delta} U_{n(n+1)} \sin \{ (n + 1) \omega_n [t + (i - 1) \tau_0] + \varphi_{n+1} \}. \quad (2-79)$$

Выражение (2-79) после преобразований можно привести к виду

$$\Delta U_x = \sigma_m \sin [(n + 1) \omega_n t + \varphi'_{n+1}], \quad (2-80)$$

где $\sigma_m = U_{n(n+1)} \left(\left\{ \sum_{i=1}^{2n+1} \frac{A_{i,1}}{\Delta} \sin [(n + 1) \omega_n (i - 1) \tau_0] \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=1}^{2n+1} \frac{A_{i1}}{\Delta} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \cos [(n + 1) \omega_n (i - 1) \tau_0] \right\}^2 \right)^{\frac{1}{2}}$ — амплитуда погрешности, вызываемой $(n + 1)$ -й гармоникой.

Погрешность, вызываемая $(n + 1)$ -й гармоникой, в значительной мере зависит от выбора момента начального отсчета. Если при $t = 0$ начальная фаза $\varphi_{n+1} = 0$, то погрешность $\Delta U_x = 0$. Наибольшая погрешность имеет место в том случае, если при $t = 0$

начальная фаза $\varphi'_{n+1} = \pi/2$. Кроме того, для уменьшения погрешности желательны иметь малые значения коэффициентов A_{i1}/Δ . Для уменьшения весовых коэффициентов желательны увеличивать интервал времени τ_0 .

Таблица 2-1

n=1			n=2						
τ_0 , мс	$\frac{A_{1,1}}{\Delta}$	$\frac{A_{2,1}}{\Delta}$	$\frac{A_{3,1}}{\Delta}$	τ_0 , мс	$\frac{A_{1,1}}{\Delta}$	$\frac{A_{2,1}}{\Delta}$	$\frac{A_{3,1}}{\Delta}$	$\frac{A_{4,1}}{\Delta}$	$\frac{A_{5,1}}{\Delta}$
1	10,4	-19,8	10,4	1,25	11,21	-36,58	51,73	-36,58	11,21
2,5	1,725	-2,45	1,725	2,5	0,854	-1,207	1,707	-1,207	0,854
5	1,5	0	0,5	3,33	0,333	0	0,334	0	0,333
6,66	0,333	0,334	0,333	3,75	0,237	0,154	0,218	0,154	0,237
7,5	0,294	0,412	0,294						

В табл. 2-1 приведены значения весовых коэффициентов для двух случаев: $n = 1$ и $n = 2$ при частоте помехи $f = 50$ Гц и различных значениях интервала времени τ_0 . Увеличение τ_0 приводит к заметному снижению весовых коэффициентов и, следовательно, к уменьшению погрешности измерения. При $n = 1$ погрешность, вызываемая второй гармоникой для $\tau_0 = 2,5$ мс, определяется выражением

$$\Delta U_x = 2,45 U_{n2} \sin(200\pi t + \varphi'_2).$$

Для $n = 2$ погрешность, вызываемая третьей гармоникой, может быть определена по следующим формулам:

$$\text{при } \tau_0 = 2,5 \text{ мс} \quad \Delta U_x = 3,4 U_{n3} \sin(300\pi t + \varphi'_3).$$

$$\text{при } \tau_0 = 3,33 \text{ мс} \quad \Delta U_x = U_{n3} \sin(300\pi t + \varphi'_3).$$

При $n > 2$ операция вычисления весовых коэффициентов становится громоздкой, и для ее выполнения целесообразно использовать вычислительную машину. Правильность вычисления весовых коэффициентов можно устанавливать по формуле

$$\sum_{i=1}^{2n+1} \frac{A_{i,1}}{\Delta} = 1.$$

Кроме неучтенных гармоник, на погрешность измерения влияют случайные ошибки отдельных измерений. Если ошибки отдельных измерений независимы, то дисперсия измеряемого напряжения может быть найдена по формуле

$$D(U_x) = \sum_{i=1}^{2n+1} \left(\frac{A_{i,1}}{\Delta} \right)^2 D(u_i), \quad (2-81)$$

где $D(u_i)$ — дисперсия отдельного измерения.

Очевидно, что для уменьшения случайных ошибок необходимо уменьшать весовые коэффициенты и ошибки отдельных измерений, в особенности ошибки квантования по уровню.

2-10. Влияние случайных помех на точность ИЦВ со статистическим осреднением

Одним из основных методов ослабления влияния случайных помех является применение статистического осреднения мгновенных значений входного напряжения. Пусть на протяжении интервала времени T_n сигнал U_x имеет постоянное значение, а помеха u_n представляет собой случайный шум с нормальным законом распределения. Представим результаты отдельных измерений входного сигнала в виде

$$u_{\text{вх } k} = U_x + u_{n k},$$

где $u_{n k}$ — значения напряжения помехи в момент k -го отсчета. Результат сложения N отсчетов входного напряжения

$$\sum_{k=1}^N u_{\text{вх } k} = N U_x + \eta,$$

где $\eta = \sum_{k=1}^N u_{n k}$ — сумма N отсчетов помехи.

Если помеха имеет среднее значение $M(\eta) = 0$, то дисперсия $D(\eta)$ при некоррелированных мгновенных значениях помехи равна сумме дисперсий отдельных отсчетов:

$$D(\eta) = \sum_{k=1}^N D(u_{n k}) = N \sigma_n^2,$$

где $\sigma_n^2 = D(u_n)$ — средний квадрат напряжения помехи.

При этом относительная погрешность измерения, равная отношению напряжения помехи к напряжению сигнала на выходе ИЦВ,

$$\sigma_{n0} = \frac{\sqrt{D[\eta]}}{N U_x} = \frac{\sigma_n}{\sqrt{N} U_x}. \quad (2-82)$$

Из формулы (2-82) следует, что осреднение отсчетов приводит к уменьшению относительной погрешности в \sqrt{N} раз (рис. 2-13). Если отсчеты напряжения помехи коррелированы между собой, то при $M(\eta) = 0$ дисперсия

$$D(\eta) = M \left(\sum_{k=1}^N u_{n k} \right)^2 = M \left(\sum_{k=1}^N u_{n k}^2 + \sum_{i=1}^N \sum_{k \neq i}^N u_{n i} u_{n k} \right).$$

Сбозначив $l = |k - i|$, получим, что

$$\sum_{i=1}^N \sum_{k \neq i}^N u_{ni} u_{nk} = 2 \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^N u_{ni} u_{n(i+l)} = 2 \sum_{l=1}^{N-1} (N-l) u_n u_{nl}, \quad (2-83)$$

где $u_n u_{nl}$ — любая пара мгновенных значений помехи, порядковые номера которых различаются на l (разделенных интервалом времени τ).

Используя значение (2-83), найдем

$$D(\eta) = M \left[\sum_{k=1}^N u_{nk}^2 + 2 \sum_{l=1}^{N-1} (N-l) u_n u_{nl} \right] = \\ = ND(u_n) + 2 \sum_{l=1}^{N-1} (N-l) R_{nl}, \quad (2-84)$$

где $R_{nl} = M(u_n u_{nl})$ — корреляционная функция мгновенных значений помехи, разделенных интервалом времени τ .

Выражение (2-84) можно представить в виде

$$D(\eta) = ND(u_n) (1 + \lambda), \quad (2-85)$$

где $\lambda = \frac{2}{N} \sum_{l=1}^{N-1} (N-l) \rho_{nl}$; $\rho_{nl} = R_{nl}/D(u_n)$ — коэффициент корреляции помехи.

Относительная погрешность для коррелированных отсчетов помехи

$$\delta_n = \frac{\sigma_n}{\sqrt{N} U_x} \sqrt{1 + \lambda} \quad (2-86)$$

Рис 2-13. Зависимость погрешности от числа усредняемых отсчетов

увеличивается в $\sqrt{1 + \lambda}$ раз по сравнению со случаем независимых отсчетов помехи.

Если интервал времени τ между отсчетами выбран таким образом, что коэффициент корреляции отличен от нуля только для двух соседних отсчетов, т. е. если $\rho_{n1} = \rho_n$, а $\rho_{n2} = \rho_{n3} = \rho_{n(N-1)} = 0$, то

$$\lambda = 2 \frac{N-2}{N} \rho_n \approx 2\rho_n.$$

При этом относительная погрешность измерения

$$\delta_n \approx \frac{\sigma_n}{\sqrt{N} U_x} \sqrt{1 + 2\rho_n}.$$

Зависимость погрешности от числа отсчетов при различных значениях коэффициента корреляции приведена на рис. 2-14, а.

Если корреляционные связи распространяются на отсчеты помехи, отстоящие друг от друга на s номеров, то

$$\lambda = \frac{2}{N} \sum_{l=1}^s (N-l) \rho_n = 2\rho_n s \left(1 - \frac{s+1}{2N}\right).$$

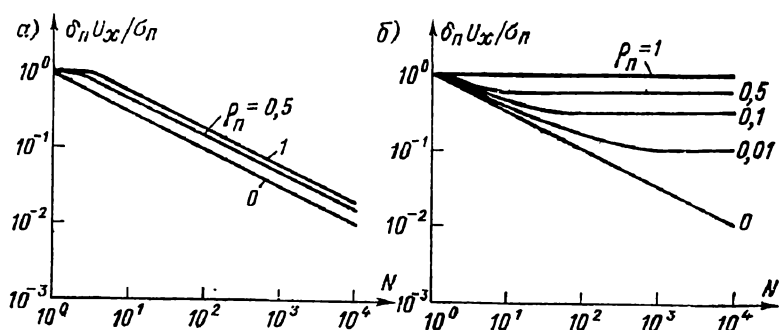


Рис. 2-14. Зависимость погрешности от числа отсчетов при корреляции двух соседних отсчетов (а) и при корреляции всех отсчетов (б)

При $s = N-1$, т. е. если любая пара отсчетов помехи имеет один и тот же коэффициент корреляции ρ_n , получаем $\lambda = (N-1) \rho_n$ и относительную погрешность измерения

$$\delta_n = \frac{\sigma_n}{\sqrt{N} U_x} [1 + (N-1) \rho_n]^{1/2}. \quad (2-87)$$

Зависимость погрешности от числа отсчетов при различных значениях коэффициента корреляции ρ_n приведена на рис. 2-14, б.

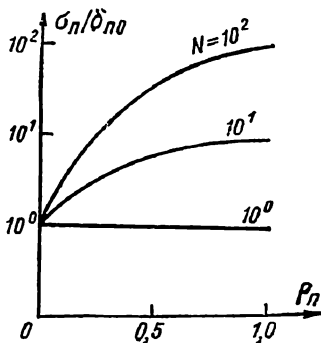


Рис. 2-15. Зависимость погрешности от коэффициента корреляции

Для помехи с широким спектром, имеющей коэффициент корреляции вида $\rho_n = e^{-\alpha l}$, получаем

$$\lambda = \frac{2}{N} \sum_{l=1}^{N-1} (N-l) e^{-\alpha l}.$$

Воспользовавшись выражением для суммы членов арифметико-геометрической прогрессии, находим

$$\lambda = \frac{2e^{-\alpha}}{1 - e^{-\alpha}} \left[1 - \frac{1 - e^{-N\alpha}}{N(1 - e^{-\alpha})} \right].$$

При большом числе отсчетов ($N \gg 1$) имеем

$$\lambda \approx \frac{2}{e^\alpha - 1} \quad (2-88)$$

Очевидно, что с ростом коэффициента α корреляционные связи в помехе затухают быстрее и значение $\lambda \rightarrow 0$, а относительная погрешность уменьшается, стремясь к значению для независимых отсчетов. Следовательно, добавление зависимых отсчетов шума (отстоящих на интервал времени τ , меньший интервала корреляции: $\tau_k \approx 1/(2f_{\text{п. мин}})$, помехи) не приведет к существенному снижению погрешности измерения. Поэтому интервал времени τ между отсчетами надо выбирать из условия $\tau \geq \tau_k$. Однако увеличение времени измерения приводит к повышению динамической погрешности и, следовательно, ограничено скоростью изменения измеряемого напряжения u_x . В то же время повышение быстродействия ЦВ для измерения мгновенных значений входного напряжения, наложенные шумы которого имеют значительную корреляцию, не приведет к заметному снижению погрешности измерения.

На рис. 2-15 приведена зависимость относительной погрешности от величины коэффициента корреляции помехи при различном числе отсчетов входного напряжения.

2-11. Включение фильтра нижних частот на входе интегрирующего цифрового вольтметра

Для ослабления наложенных помех на входе ИЦВ иногда включают фильтр нижних частот. Такой фильтр оказывается весьма эффективным при ослаблении высокочастотных помех. Однако характеристику фильтра при этом нужно выбирать весьма тщательно, для того чтобы свести к минимуму влияние переходных процессов, сопровождающих изменение входного сигнала. Применение фильтра на входе ИЦВ может улучшить точность измерения при наличии помех только в том случае, если правильно выбрана не только постоянная времени фильтра, но и определено оптимальное время начала интегрирования для устранения ошибки, вносимой переходным процессом в фильтре, не уменьшая при этом существенно время интегрирования.

Рассмотрим включение двухзвенного RC-фильтра на входе ИЦВ по схеме, приведенной на рис. 2-16. При анализе схемы будем полагать, что входное сопротивление ИЦВ весьма велико, поэтому ослабление сигнала фильтром, вызванное конечным значением входного сопротивления ИЦВ, незначительно. Внутреннее сопротивление источника измеряемого сигнала (в том случае, если оно активное) будем включать в сопротивление фильтра (или же полагать равным нулю). Для исключения из рассмотрения инерционности ИЦВ будем полагать, что время установления напряжения на вы-

ходе фильтра нижних частот значительно больше времени установления показания ИЦВ. Собственные индуктивности резисторов и конденсаторов фильтра при анализе не учитываются.

Сигнал $u_{вх}(t)$ на входе фильтра будем рассматривать в виде суммы полезного сигнала U_x и наложенной помехи [51]:

$$u_{вх} = U_x \mathbf{1}(t) + u_n(t) + u_r(t), \quad (2-89)$$

где $\mathbf{1}(t)$ — единичная функция, равная единице при $t \geq 0$ и равная нулю при $t < 0$; $u_n(t)$ — стационарная случайная помеха с нулевым математическим ожиданием и достаточно широким спектром (собственный шум элементов фильтра и входной цепи усилителя); $u_r(t)$ — наводка со стороны силовой сети, рассматриваемая как гармоническая функция со случайной начальной фазой и постоянной амплитудой.

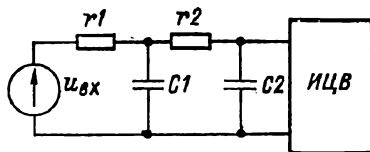


Рис. 2-16. Схема включения фильтра на входе вольтметра

При отсутствии помех инерционность фильтра вносит погрешность в результат измерения в том случае, если измеряемый сигнал U_x поступает на вход фильтра одновременно с началом процесса измерения, т. е. при $t = 0$. Полагая составляющие входного сигнала взаимно некоррелированными и пользуясь свойством линейности рассматриваемой системы, определим вначале отклик фильтра на скачкообразное изменение входного сигнала. Операторное уравнение для выходного напряжения фильтра $U_\phi(p)$ в соответствии со схемой рис. 2-16 имеет вид

$$U_\phi(p) r_1 [1 + pC_2 r_2] + U_\phi(p) (1 + pC_2 r_2) = U_x(p). \quad (2-90)$$

Из уравнения (2-90) определим операторное значение выходного напряжения фильтра

$$U_\phi(p) = \frac{U_x(p)}{A^2 p^2 + Bp + 1}, \quad (2-91)$$

где $A^2 = r_1 r_2 C_1 C_2$ и $B = r_1 C_1 + r_2 C_2 + r_1 C_2$ — коэффициенты, определяемые параметрами фильтра.

Мгновенное значение выходного напряжения фильтра, вызванное скачкообразным изменением входного сигнала, в соответствии с уравнением (2-91) имеет вид

$$u_{\phi x}(t) = U_x + U_x \left(\frac{p_2}{p_1 - p_2} e^{p_1 t} - \frac{p_1}{p_1 - p_2} e^{p_2 t} \right), \quad (2-92)$$

где $p_{1,2} = \left(-B \pm \sqrt{B^2 - 4A^2} \right) / (2A^2)$ — корни характеристического уравнения (2-91).

Комплексную частотную характеристику фильтра определим из уравнения (2-91):

$$F_{\phi}(j\omega) = (1 - A^2\omega^2 + jB\omega)^{-1}.$$

При совместном воздействии полезного сигнала U_x , помехи $u_n(t)$ и наводки $u_r(t)$ выходное напряжение фильтра можно представить в виде

$$u_{\phi}(t) = u_{\phi x}(t) + u_{\phi n}(t) + u_{\phi r}(t),$$

где $u_{\phi n}(t)$ — выходное напряжение фильтра, вызванное помехой $u_n(t)$; $u_{\phi r}(t)$ — выходное напряжение фильтра, вызванное наводкой $u_r(t)$.

Напряжение на выходе фильтра, вызванное помехой $u_n(t)$, определим из преобразования Фурье:

$$u_{\phi n}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_n(\omega) F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

где $U_n(\omega)$ — спектр функции $u_n(t)$; $F(j\omega)$ — комплексная частотная характеристика фильтра.

Аналогично находим напряжение на выходе фильтра, вызванное наводкой $u_r(t)$:

$$u_{\phi r}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_r(\omega) F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

где $U_r(\omega)$ — спектр функции $u_r(t)$.

Таким образом, окончательное выражение для выходного напряжения фильтра имеет вид

$$u_{\phi}(t) = U_x + \frac{U_x}{\rho_1 - \rho_2} (\rho_2 e^{\rho_1 t} - \rho_1 e^{\rho_2 t}) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U_n(\omega) + U_r(\omega)}{1 - A^2\omega^2 + j\omega B} e^{j\omega t} d\omega. \quad (2-93)$$

Точность измерения ИЦВ при наличии входного фильтра низких частот можно оценить среднеквадратическим отклонением измеряемого напряжения от среднего напряжения, измеренного вольтметром

$$\sigma^2 = \langle |U_x - \bar{U}_B|^2 \rangle, \quad (2-94)$$

где $\bar{U}_B = \frac{1}{T_n - T_{н.н}} \int_{T_{н.н}}^{T_n} u_{\phi}(t) dt$ — среднее за время $(T_n - T_{н.н})$ напряжение, измеренное ИЦВ; $T_{н.н}$ — момент начала интегрирования (задержка начала интегрирования после включения напряжения U_x для затухания переходных процессов на выходе фильтра); T_n — момент конца интегрирования (длительность процесса измерения); $\langle \Delta U \rangle$ — среднее по множеству реализаций.

Подставляя значение \bar{U}_B в формулу (2-94) и используя свойство независимости составляющих входного сигнала, получим

$$\sigma^2 = \frac{1}{(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})^2} \left\{ \left[\frac{U_x}{\rho_1 - \rho_2} \frac{\rho_2}{\rho_1} (e^{\rho_1 T_{\text{н.н}}} - e^{\rho_1 T_{\text{н}}}) - \frac{U_x}{\rho_1 - \rho_2} \frac{\rho_1}{\rho_2} (e^{\rho_2 T_{\text{н.н}}} - e^{\rho_2 T_{\text{н}}}) \right]^2 + \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_n(\omega) [1 - \cos \omega (T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})] d\omega}{\omega^2 [(1 - \omega^2 A)^2 + \omega^2 B^2]} + \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_r(\omega) [1 - \cos \omega (T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})] d\omega}{\omega^2 [(1 - \omega^2 A^2)^2 + \omega^2 B^2]} \right\}, \quad (2-95)$$

где $S_n(\omega)$ — спектральная плотность мощности шума; $S_r(\omega)$ — спектральная плотность мощности наводки.

Если шум имеет достаточно широкую полосу по сравнению с полосой частот, пропускаемых фильтром, то можно полагать его спектральную плотность постоянной и равной

$$S_n(\omega) \approx S_n(0).$$

Такое приближение будет тем лучше, чем уже полоса частот, пропускаемых системой, и чем шире полоса частот шума. При этом предполагается, что основная погрешность измерения определяется низшими частотными составляющими в спектре входного сигнала.

Наводку можно представить в виде синусоидального сигнала со случайной начальной фазой:

$$u_r(t) = U_{mr} \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi), \quad (2-96)$$

где U_{mr} — амплитуда наводки; $\omega_{\text{н}}$ — частота наводки; φ — случайная начальная фаза наводки.

В этом случае спектральная плотность мощности наводки может быть записана в виде

$$S_r(\omega) = \frac{U_{mr}^2}{4} [\delta(\omega_{\text{н}} - \omega) + \delta(\omega_{\text{н}} + \omega)], \quad (2-97)$$

где $\delta(\omega_{\text{н}} \pm \omega)$ — импульсная функция.

Если параметры звеньев фильтра одинаковы ($r_1 = r_2 = r$ и $C_1 = C_2 = C$), то коэффициенты характеристического уравнения будут соответственно: $A = \tau_{\phi}$ и $B = 3\tau_{\phi}$, где $\tau_{\phi} = rC$ — постоянная времени фильтра. При этом корни характеристического уравнения $\rho_1 \approx -2,6/\tau_{\phi}$ и $\rho_2 \approx -0,38/\tau_{\phi}$. Учитывая только преобладающие члены выражения (2-95), получим

$$\sigma^2 \approx 9,4 \frac{U_x^2 \tau_{\phi}^2}{(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})^2} [e^{0,38 (T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})/\tau_{\phi}} - 1]^2 e^{-0,76 T_{\text{н}}/\tau_{\phi}} + \frac{S_n(0) \tau_{\phi}}{(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})^2} \left\{ \frac{T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}}}{\tau_{\phi}} - 2,7 [1 - e^{-0,38 (T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})/\tau_{\phi}}] \right\} +$$

$$+ 8 \cdot 10^{-3} [1 - e^{-2.6(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})/\tau_{\text{ф}}}] + \frac{U_{\text{nr}}^2 [1 - \cos \omega_{\text{н}}(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})]}{(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})^2 \omega_{\text{н}}^2 [(1 - \omega_{\text{н}}^2 \tau_{\text{ф}}^2)^2 + 9\omega_{\text{н}}^2 \tau_{\text{ф}}^2]} \quad (2-98)$$

Из уравнения (2-98) можно определить относительную среднеквадратическую погрешность измерения ИЦВ при наличии входного фильтра

$$\delta_x^2 = \delta_x^2 + \delta_n^2 + \delta_r^2,$$

где δ_x — относительная среднеквадратическая погрешность, вносимая скачкообразным изменением входного сигнала; δ_r — относительная среднеквадратическая погрешность, вносимая наводкой; δ_n — относительная среднеквадратическая погрешность, вносимая помехой.

Относительная погрешность, вносимая фильтром при скачкообразном изменении сигнала

$$\delta_x^2 = \frac{\sigma_x^2}{U_x^2} = 9,4 \frac{(e^{0,38\alpha} - 1)^2}{\alpha^2} e^{-0,76\alpha/\beta}, \quad (2-99)$$

где $\alpha = (T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})/\tau_{\text{ф}}$ — отношение времени интегрирования к постоянной времени фильтра; $\beta = (T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})/T_{\text{н}}$ — отношение времени интегрирования к времени измерения.

Относительная погрешность, вносимая шумом, определяется выражением

$$\delta_n^2 = \frac{\sigma_n^2}{U_x^2} = \frac{N}{\alpha\beta} [\alpha - 2,7(1 - e^{-0,38\alpha}) + 8 \cdot 10^{-3}(1 - e^{-2,6\alpha})], \quad (2-100)$$

где $N = S_n(0)/(U_x^2 T_{\text{н}})$ — коэффициент шума.

Относительная погрешность, вносимая наводкой, зависит от соотношения периода наводки и времени интегрирования. Из уравнения (2-98) видно, что если наводка сильно коррелирована с временем интегрирования, так что $\cos \omega_{\text{н}}(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}}) = 0$, то она не создает дополнительной погрешности. Однако если период наводки флуктуирует относительно времени интегрирования, то наводка создает дополнительную погрешность. В пределе при отсутствии корреляции между периодом наводки и временем интегрирования можно положить $\cos \omega_{\text{н}}(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}}) = 0$, тогда погрешность, вносимая наводкой, может быть определена по формуле

$$\delta_r^2 \approx \frac{\alpha^4}{\beta^6} R, \quad (2-101)$$

где $R = U_{\text{nr}}^2/[U_x^2 (\omega_{\text{н}} T_{\text{н}})^6]$ — коэффициент наводки.

Таким образом, полная относительная среднеквадратическая погрешность измерения ИЦВ с двухзвенным входным фильтром определяется выражением:

$$\delta^2 \approx 9,4e^{-0,76\alpha/\beta} \frac{(e^{0,38\alpha} - 1)^2}{\alpha^2} + \frac{N}{\alpha\beta} [\alpha - 2,7(1 - e^{-0,38\alpha}) + 8 \cdot 10^{-3}(1 - e^{-2,6\alpha})] + \frac{\alpha^4}{\beta^6} R, \quad (2-102)$$

в котором первое слагаемое определяет погрешность, вносимую переходным процессом, вызванным скачкообразным изменением полезного сигнала, а два других слагаемых определяют погрешности, вносимые соответственно шумом и наводкой.

Если время интегрирования $(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}}) \rightarrow 0$, то выражение (2-98) приводится к виду

$$\sigma^2 \approx 1,4U_x^2 e^{-0,76T_{\text{н}}/\tau_{\text{ф}}} + 0,17 \frac{S_n(0)}{\tau_{\text{ф}}} + \frac{U_{mr}^2}{2[(1 - \omega_{\text{н}}^2 \tau_{\text{ф}}^2)^2 + 9\omega_{\text{н}}^2 \tau_{\text{ф}}^2]}. \quad (2-103)$$

При этом относительная среднеквадратическая погрешность измерения неинтегрирующим ЦВ с входным двухзвенным фильтром определяется формулой

$$\delta_{\text{н}}^2 \approx 1,4e^{-0,76\alpha_{\text{н}}} + 0,17N\alpha_{\text{н}} + 0,5R_{\text{н}}\alpha_{\text{н}}^4, \quad (2-104)$$

где $\alpha_{\text{н}} = T_{\text{н}}/\tau_{\text{ф}}$ — отношение времени измерения к постоянной времени фильтра; $R_{\text{н}} = U_{mr}^2/[U_x^2(\omega_{\text{н}}T_{\text{н}})^4]$.

Для однозвенного rC -фильтра на входе ИЦВ из выражения 2-98), полагая $r_2 = 0$ и $C_2 = 0$, получаем

$$\sigma^2 \approx \frac{U_x^2 \tau_{\text{ф}}^2}{(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})^2} [e^{(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})/\tau_{\text{ф}}} - 1]^2 e^{-2T_{\text{н}}/\tau_{\text{ф}}} + \frac{S_n(0) \tau_{\text{ф}}}{(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})^2} \left[\frac{T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}}}{\tau_{\text{ф}}} + e^{-(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})/\tau_{\text{ф}}} - 1 \right] + \frac{U_{mr}^2 [1 - \cos \omega_{\text{н}} (T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})]}{(T_{\text{н}} - T_{\text{н.н}})^2 \omega_{\text{н}}^2 (1 + \omega_{\text{н}}^2 \tau_{\text{ф}}^2)}. \quad (2-105)$$

Из формул (2-105) находим относительную среднеквадратическую погрешность ИЦВ с однозвенным входным rC -фильтром

$$\delta^2 = \frac{e^\alpha - 1}{\alpha^2} e^{-2\alpha/\beta} + \frac{N}{\alpha\beta} (\alpha + e^{-\alpha} + 1) + \left(\frac{\alpha}{\beta^2}\right)^2 R_1, \quad (2-106)$$

где $R_1 = U_{mr}^2/[U_x^2(\omega_{\text{н}}T_{\text{н}})^4]$ — коэффициент наводки для однозвенного фильтра.

Если время интегрирования $(T_{н} - T_{н.н}) \rightarrow 0$, то аналогично из (2-105) получаем

$$\sigma_{н}^2 = U_x^2 e^{-2T_{н}/\tau_{\phi}} + \frac{S_n(0)}{2\tau_{\phi}} + \frac{U_{nr}^2}{2(1 + \omega_n^2 \tau_{\phi}^2)}. \quad (2-107)$$

Из формулы (2-107) находим относительную среднеквадратичскую погрешность измерения неинтегрирующим ЦВ с однозвенным входным rC -фильтром

$$\delta_{н}^2 = e^{-2\alpha_{н}} + 0,5N\alpha_{н} + 0,5R_{1н}\alpha_{н}^2. \quad (2-108)$$

Из сравнения формул (2-102) и (2-106) для относительной среднеквадратической погрешности двухзвенного и однозвенного фильтров следует, что для эквивалентных фильтров (при замене в формуле (2-106) τ_{ϕ} на $3\tau_{\phi}$) эффективность двухзвенного фильтра выше эффективности однозвенного фильтра при прочих равных условиях. Так, например, погрешность δ_x при использовании двухзвенного фильтра снижается почти на 20%.

При отсутствии фильтра на входе ИЦВ, полагая $\tau_{\phi} = 0$, получим из формулы (2-102)

$$\sigma^2 = \frac{S_n(0)}{T_{н} - T_{н.н}} - \frac{U_{nr}^2 [1 - \cos \omega_n (T_{н} - T_{н.н})]}{(T_{н} - T_{н.н})^2 \omega_n^2}. \quad (2-109)$$

Относительная среднеквадратическая погрешность при отсутствии входного фильтра

$$\delta^2 = \frac{N}{\beta} + \frac{R_1}{\beta^2}. \quad (2-110)$$

При использовании неинтегрирующего ЦВ оптимальное значение постоянной времени фильтра, соответствующее минимальной погрешности измерения, можно найти из уравнений (2-104) или (2-108), полагая

$$\frac{d\delta_{н}^2}{d\alpha_{н}} = 0.$$

Если коэффициенты шума N и наводки R соответствуют заданным условиям, то оптимальное значение $\alpha_{н}$ определяется из уравнения

$$0,17N + 2\alpha_{н}^3 R = e^{-0,76\alpha_{н}} \quad (2-111)$$

— для двухзвенного rC -фильтра, или

$$0,5N + R_1 = 2e^{-2\alpha_{н}} \quad (2-112)$$

— для однозвенного rC -фильтра.

Аналогичным образом для ИЦВ оптимальное значение постоянной времени фильтра и задержки интегрирования определяется из условий:

$$\frac{\partial \delta^2}{\partial \alpha} = 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial \delta^2}{\partial \beta} = 0.$$

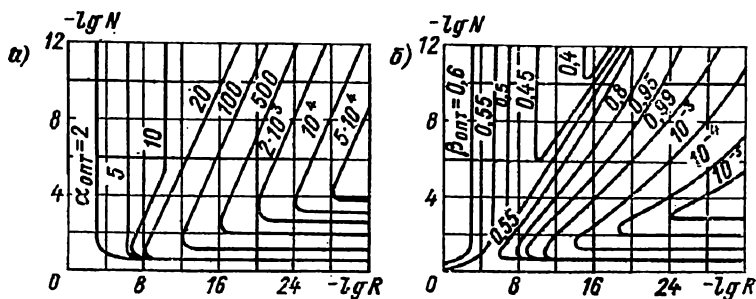


Рис. 2-17. Зависимость коэффициента шума от коэффициента наводки при заданном времени интегрирования (а) и при заданном времени измерения (б)

Используя уравнения (2-102) и (2-106), можно найти решения, связывающие N и R при определенных значениях α и β . При этом получаются кривые постоянных оптимальных значений $\alpha_{\text{опт}}$ и $\beta_{\text{опт}}$, из которых можно непосредственно получить оптимальные значения $\tau_{\text{ф. опт}}$ и $\tau_{\text{н. и. опт}}$.

На рис. 2-17, а приведены оптимальные значения $\alpha_{\text{опт}}$ для двухзвенного фильтра, установленного на входе ИЦВ. Кривые соответствуют значениям $\alpha_{\text{опт}}$, которые совместно со значениями $\beta_{\text{опт}}$, определяемыми по рис. 2-17, б, дают минимальное значение отно-

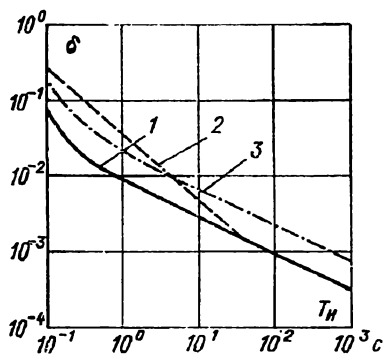


Рис. 2-18. Зависимость погрешности от времени измерения

сительной погрешности $\delta_{\text{мин}}$ при заданных значениях шума и наводки. На рисунках коэффициенты шума и наводки отложены в логарифмическом масштабе. После нахождения по графикам рис. 2-17, а и б значений $\alpha_{\text{опт}}$ и $\beta_{\text{опт}}$ погрешность определяется по формуле (2-102).

Пример. Определить погрешность измерения ИЦВ, на входе которого действуют: а) измеряемое постоянное напряжение $U_x = 0,1$ В; б) помеха со спектральной плотностью $S_n(0) = 10^{-6}$ В²·с; в) наводка с амплитудой $U_{nr} = 1$ В и частотой $f_n = 50$ Гц. Время измерения T_n принимает значения 0,1; 1; 10; 100 и 1000 с.

Вначале по заданным значениям шума и наводки находим значения коэффициентов N и R , которые приведены в табл. 2-2. Значения оптимальных параметров $\alpha_{\text{опт}}$ и $\beta_{\text{опт}}$ находим по графикам рис. 2-17, *а* и *б*. Так, например, при $T = 1$ с получаем $-\lg N = 4,0$; $-\lg R = 13$. По графику рис. 2-17, *а* находим $\alpha_{\text{опт}} = 75$, а по графику рис. 2-17, *б* определяем $\beta_{\text{опт}} = 0,85$. Эти значения соответствуют оптимальной постоянной времени фильтра $\tau_{\text{ф. опт}} = 1,1 \cdot 10^{-2}$ с и оптимальной задержке интегрирования $T_{\text{и. н. опт}} = 0,15$ с. Из расчета по формуле (2-102) находим соответствующее значение погрешности $\delta = 10^{-2}$. Результаты расчета погрешности для всех значений времени измерения приведены на графике рис. 2-18 (кривая 1). Для сравнения на этом же рисунке приведены графики погрешности измерения ИЦВ без входного фильтра (кривая 2) и графики погрешности измерения неинтегрирующим ЦВ с двухзвенным входным фильтром (кривая 3) при тех же значениях полезного сигнала, шума и наводки. Из сравнения этих графиков видно, что применение ИЦВ с фильтром обеспечивает минимальную погрешность измерения при всех значениях времени измерения $T_{\text{и}}$. Особенно большой выигрыш получается при малых значениях времени измерения. При большом времени измерения включение фильтра на входе ИЦВ заметного снижения погрешности не дает. Использование неинтегрирующего ЦВ с фильтром обеспечивает меньшую погрешность по сравнению с ИЦВ без фильтра при малом времени измерения.

Таблица 2-2

Время измерения, $T_{\text{и}}$, с	Коэффициент шума N	Коэффициент наводки R	$-\lg N$	$-\lg R$
10^{-1}	10^{-5}	10^{-7}	5	7
10^0	10^{-4}	10^{-13}	4	13
10^1	10^{-3}	10^{-19}	3	19
10^2	10^{-2}	10^{-25}	2	25
10^3	10^{-1}	10^{-31}	1	31

Все отмеченные выводы относятся к ИЦВ, время интегрирования которого некоррелировано с периодом наводки. Однако если применяется слежение за частотой наводки, то наводка может быть эффективно ослаблена и применение ИЦВ без фильтра даже при малом времени измерения становится предпочтительнее.

ЧАСТОТНЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

3-1. Емкостные интеграторы

Емкостный интегратор является одним из основных узлов ИЦВ. Он входит в состав большинства частотных и временных преобразователей, применяется для создания генераторов малых токов и линейно-изменяющихся напряжений. В связи с этим погрешности емкостных интеграторов имеют весьма большое значение при разработке ИЦВ.

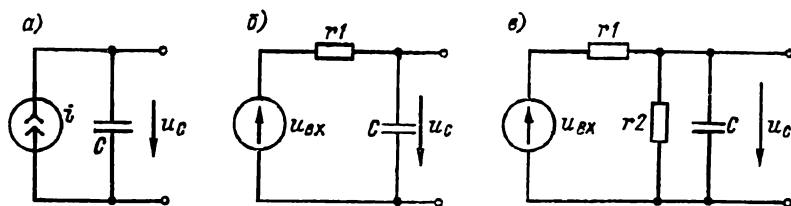


Рис. 3-1. Схемы интегратора тока (а), интегратора напряжения (б) и включение утечки (в)

Анализ характеристик емкостного интегратора лучше всего производить, сравнивая их с характеристиками идеального интегратора, для которого связь входного и выходного напряжений устанавливается зависимостью

$$u_{\text{вых}}(t) = K \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt + U_0,$$

где K — постоянный коэффициент, учитывающий изменение масштаба и размерности; U_0 — начальное напряжение на выходе интегратора при $t = 0$.

Известно, что при заряде конденсатора C током i (рис. 3-1, а) напряжение на нем изменяется по закону

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + U_{c0},$$

где U_{c0} — начальное напряжение.

Если между током i и напряжением $u_{\text{вх}}$ на входе интегратора установлена прямая пропорциональность $i = g u_{\text{вх}}$, то характеристики емкостного интегратора соответствуют характеристикам идеального интегратора

$$u_c(t) = \frac{g}{C} \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt + U_{c0}, \quad (3-1)$$

где g — проводимость цепи.

При анализе интегратора количественной характеристикой методической погрешности являются фазовая и амплитудно-частотная погрешности при интегрировании синусоидального напряжения в установившемся режиме и погрешность при интегрировании скачка напряжения. Преобразуя выра-

жение (3-1) по Лапласу, получаем операторное значение напряжения на конденсаторе

$$U_c(p) = \frac{gU_{вх}(p)}{pC} + \frac{U_{c0}}{p},$$

где $U_{вх}(p)$ — операторное изображение напряжения на входе интегратора.

Пологая $p = j\omega$ и $U_{c0} = 0$, находим комплексное выходное напряжение идеального емкостного интегратора

$$\dot{U}_c = \frac{g\dot{U}_{вх}}{j\omega C} = \frac{g}{\omega C} \dot{U}_{вх} e^{-j\pi/2}. \quad (3-2)$$

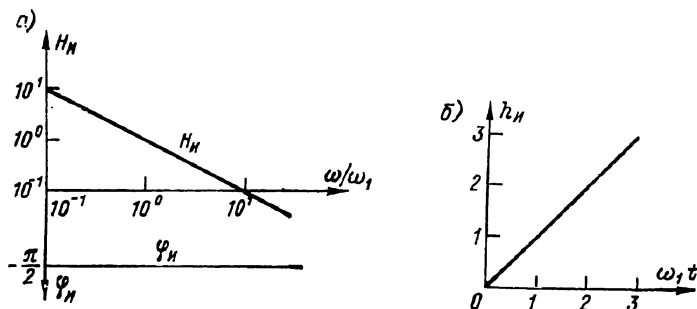


Рис. 3-2. Амплитудно-частотная (а) и переходная (б) характеристики идеального интегратора

В соответствии с (3-2) фазовую и амплитудно-частотную характеристики идеального емкостного интегратора (рис. 3-2, а) можно представить в виде

$$\varphi_N(\omega) = -\frac{\pi}{2}; \quad H_N(\omega) = \left| \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_{вх}} \right| = \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right)^{-1} \quad (3-3)$$

где $\omega_1 = g/C$.

Переходная характеристика идеального емкостного интегратора получается при $u_{вх}(t) = 1(t)$ и имеет вид, представленный на рис. 3-2, б

$$h_N(t) = \omega_1 t. \quad (3-4)$$

При интегрировании напряжения последовательно с конденсатором C включают резистор r_1 , сопротивление (рис. 3-1, б) которого определяет постоянную времени интегрирующей цепи. Для реального емкостного интегратора выходное напряжение можно определить из дифференциального уравнения

$$u_c + r_1 C \frac{du_c}{dt} = u_{вх}. \quad (3-5)$$

При малом напряжении на конденсаторе по сравнению с напряжением на резисторе $u_c \ll \tau_1 du_c/dt$ (где $\tau_1 = r_1 C$) характеристики идеального интегратора будут близки к характеристикам реального интегратора. Преобразуя по Лапласу выражение (3-5), находим

$$U_c(p) (1 + p\tau_1) = U_{вх}(p). \quad (3-6)$$

Из уравнения (3-6) определим комплексный коэффициент передачи интегратора

$$H(j\omega) = \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_{вх}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_1}, \quad (3-7)$$

откуда получаем значения фазовой и амплитудно-частотной характеристик в виде

$$\varphi(\omega) = -\arctg \omega\tau_1; \quad H(\omega) = (1 + \omega^2\tau_1^2)^{-1/2}.$$

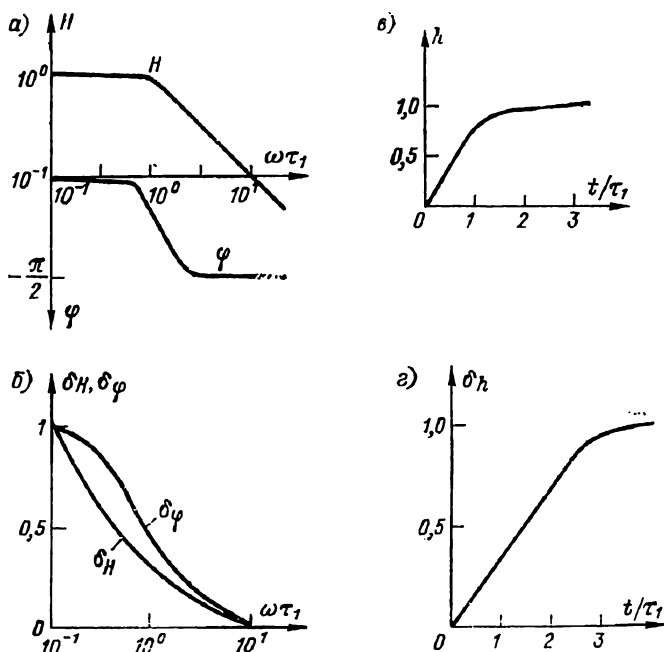


Рис. 3-3. Графики амплитудно-частотной (а) характеристики и ее погрешности (б), переходной характеристики (в) и ее погрешности (г) для реального интегратора

Графики фазовой и амплитудно-частотной характеристик интегратора приведены на рис. 3-3, а. Относительная погрешность интегрирования синусоидального напряжения

$$\delta_H = 1 - \frac{H(\omega)}{H_H(\omega)} = 1 - \left(1 + \frac{1}{\omega^2\tau_1^2}\right)^{-1}$$

уменьшается с ростом частоты, как показано на рис. 3-3, б. При $\omega\tau_1 > 10$ погрешность интегрирования можно определить по формуле

$$\delta_H \approx (2\omega^2\tau_1^2)^{-1}.$$

Фазовая относительная погрешность интегрирования

$$\delta_\varphi = 1 - \frac{\varphi(\omega)}{\varphi_H(\omega)} = 1 - \frac{2}{\pi} \arctg \omega\tau_1$$

также уменьшается с ростом частоты, как показано на рис. 3-3, б. При $\omega\tau_1 > 10$ фазовая погрешность может определяться по формуле

$$\delta\varphi \approx \frac{2}{\pi\omega\tau_1}.$$

Переходная характеристика реального емкостного интегратора в соответствии с (3-6) имеет вид, изображенный на рис. 3-3, в

$$h(t) = 1 - e^{-t/\tau_1}.$$

Погрешность интегрирования скачка напряжения

$$\delta_h = 1 - \frac{h(t)}{h_n(t)} = 1 - \frac{\tau_1}{t} (1 - e^{-t/\tau_1}). \quad (3-8)$$

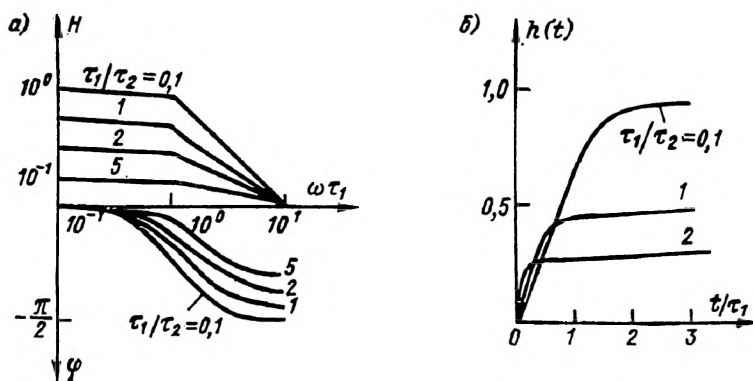


Рис. 3-4. Амплитудно-частотная (а) и переходная (б) характеристики интегратора с шунтирующим резистором

Разлагая при $t/\tau_1 < 1$ выражение (3-8) в ряд Тейлора, получим, что погрешность интегрирования растет пропорционально времени (рис. 3-3, в)

$$\delta_h \approx \frac{t}{2\tau_1}$$

Для разряда интегрирующего конденсатора параллельно к нему под ключают ключ, который замыкается на короткое время при помощи управляющего воздействия. При разомкнутом ключе конденсатор оказывается зашунтированным сопротивлением утечки r_2 (рис. 3-1, в), значение которого зависит от типа применяемого ключа. Электромеханические ключи имеют наибольшее сопротивление, равное примерно 1—100 ГОм. Ключи на полевых транзисторах также имеют достаточно высокое сопротивление, достигающее 1 ГОм. Сопротивление утечки ключей на биполярных транзисторах значительно ниже: 1—10 ГОм.

Наличие шунтирующего сопротивления увеличивает погрешность интегрирования особенно заметно при малой емкости интегратора. Выходное напряжение интегратора для схемы рис. 3-1, в определяется из уравнения

$$U_c(p) \left(1 + \frac{\tau_1}{\tau_2} + p\tau_1 \right) = U_{вх}(p),$$

где $\tau_2 = r_2 C$.

Комплексный коэффициент передачи интегратора в этом случае оказывается

$$H(j\omega) = \left(1 + \frac{\tau_1^2}{\tau_2} + j\omega\tau_1\right)^{-1} \quad (3-9)$$

а фазовая и амплитудно-частотная характеристики принимают значения

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{\omega\tau_1}{1 + \tau_1/\tau_2}; \quad H(\omega) = \left[\left(1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}\right)^2 + \omega^2\tau_1^2\right]^{-1/2}$$

Графики фазовой и амплитудно-частотной характеристик интегратора при различных значениях отношения сопротивлений r_1/r_2 приведены на рис. 3-4, а.

Относительная погрешность интегрирования синусоидального напряжения определяется выражениями:

$$\delta_n = 1 - \left[1 + \frac{1}{\omega^2\tau_1^2} \left(1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}\right)^2\right]^{-1/2} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}}{\omega\tau_1}\right)^2;$$

$$\delta_\varphi = 1 - \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{\omega\tau_1}{1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}} \approx \frac{2}{\pi\omega\tau_1} \left(1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}\right).$$

Очевидно, что наличие дополнительного сопротивления r_2 эквивалентно уменьшению постоянной времени τ_1 интегратора в $(1 + \tau_1/\tau_2)$ раз. Переходная характеристика интегратора (рис. 3-4, б) в соответствии с выражением (3-9) имеет вид

$$h(t) = \frac{1}{1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - e^{-\frac{t(1+\tau_1/\tau_2)}{\tau_1}}\right) \quad (3-10)$$

Очевидно, что погрешность интегрирования скачка напряжения

$$\delta_h = 1 - \frac{\tau_1}{t} \frac{1}{1 + \tau_1/\tau_2} \left(1 - e^{-\frac{t(1+\tau_1/\tau_2)}{\tau_1}}\right) \approx \frac{t}{2\tau_1} \left(1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}\right)$$

также увеличивается в $(1 + \tau_1/\tau_2)$ раз.

3-2. Емкостные интеграторы с операционными усилителями

Идеальный интегратор с операционным усилителем можно представить в виде схемы, изображенной на рис. 3-5, а. Если усилитель обладает характеристиками идеального операционного усилителя, т. е. имеет бесконечно большое усиление ($K_u \rightarrow \infty$), неограниченную полосу пропускания, бесконечно большое входное и бесконечно малое выходное сопротивления, то эквивалентную схему идеального интегратора можно представить в виде рис. 3-5, б. Из анализа этой эквивалентной схемы находим операторное значение выходного напряжения интегратора при $K_u \rightarrow \infty$

$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{U_{\text{вх}}(p)}{pCR_1} + \frac{U_{\text{св}}}{p}.$$

Если $U_{c0} = 0$, то $U_{\text{вых}}(p) = -U_{\text{вх}}(p)/(pCR_1)$ и операторная передаточная функция

$$H_{\text{н}}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{1}{p\tau_1} \quad (3-11)$$

Переходная характеристика идеального интегратора (реакция на единственный скачок напряжения на входе) в соответствии с (3-11) имеет вид

$$h_{\text{н}}(t) = -\frac{t}{\tau_1}, \quad (3-12)$$

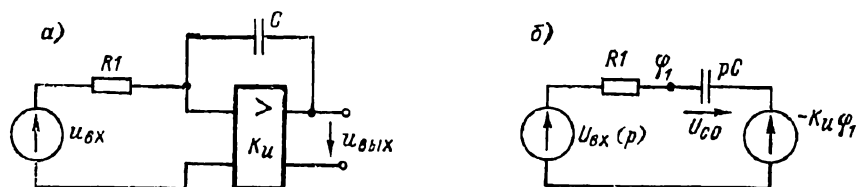


Рис. 3-5. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы интегратора с операционным усилителем

т. е. при скачкообразном изменении входного напряжения выходное напряжение интегратора изменяется по линейному закону, как показано на рис. 3-2, б.

Частотная характеристика идеального интегратора (рис. 3-2, а)

$$H_{\text{н}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau_1} = H_{\text{н}}(\omega) e^{j\varphi_{\text{н}}(\omega)},$$

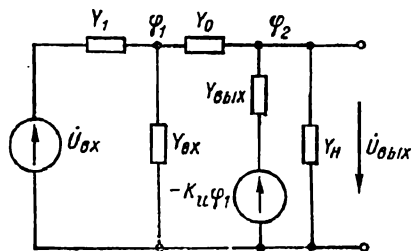


Рис. 3-6. Эквивалентная схема реального интегратора с операционным усилителем

где $H_{\text{н}}(\omega) = (\omega\tau_1)^{-1}$ — амплитудно-частотная характеристика интегратора; $\varphi_{\text{н}}(\omega) = \pi/2$ — фазово-частотная характеристика интегратора.

В действительности отличие характеристик реального усилителя от характеристик идеального операционного усилителя приводит к значительному изменению свойств емкостного интегратора. Эквивалентная схема реального емкостного интегратора с операционным усилителем приведена на рис. 3-6. Уравнения узловых потенциалов для этой схемы имеют вид [13]

$$\begin{cases} \Phi_1 Y_{11} - \Phi_2 Y_{12} = I_{11}; \\ -\Phi_1 Y_{21} + \Phi_2 Y_{22} = I_{22}, \end{cases} \quad (3-13)$$

где Φ_1 и Φ_2 — потенциалы узлов; $Y_{11} = Y_1 + Y_{\text{вх}} + Y_0$; $Y_{12} = Y_{21} = Y_0$; $Y_{22} = Y_{\text{вых}} + Y_{\text{н}} + Y_0$; $I_{11} = U_{\text{вх}} Y_1$; $I_{22} = -K_u \Phi_1 Y_{\text{вых}}$; $Y_{\text{вх}}$ и $Y_{\text{вых}}$ — входная и выходная проводимости операционного усилителя соответственно; K_u — коэффициент усиления операционного усилителя; $Y_{\text{н}}$ — проводимость нагрузки; Y_0 — проводимость цепи обратной связи.

Решая уравнения (3-13), находим потенциалы узлов:

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= U_{\text{вх}} \frac{Y_1 Y_{22}}{Y_{11} Y_{22} - Y_{12}^2 + K_u Y_{\text{вых}} Y_{12}}; \\ \varphi_2 &= \frac{U_{\text{вх}} Y_1 Y_{12} - K_u \varphi_1 Y_{\text{вых}} Y_{11}}{Y_{11} Y_{22} - Y_{12}^2}\end{aligned}\quad (3-14)$$

После преобразования системы (3-14) получаем значение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}}(p) = -U_{\text{вх}}(p) \frac{Y_1}{Y_0} \left[1 - \frac{Y_{11} Y_{12}}{Y_{12} (Y_{12} - K_u Y_{\text{вых}})} \right]^{-1}$$

Подставляя значения проводимостей, определяем коэффициент передачи емкостного интегратора с операционным усилителем

$$H(p) = -\frac{Y_1}{Y_0} \left[1 - \frac{(Y_{\text{вх.э}} + Y_0)(Y_{\text{вых.э}} + Y_0)}{Y_0(Y_0 - K_u Y_{\text{вых}})} \right]^{-1} \quad (3-15)$$

где $Y_{\text{вх.э}} = Y_{\text{вх}} + Y_1$ — полная входная проводимость; $Y_{\text{вых.э}} = Y_{\text{вых}} + Y_{\text{н}}$ — полная выходная проводимость.

Значение коэффициента передачи реального интегратора (3-15) отличается от коэффициента передачи $H_{\text{н}}(p)$ идеального интегратора наличием в знаменателе члена

$$\gamma = \frac{(Y_{\text{вх.э}} + Y_0)(Y_{\text{вых.э}} + Y_0)}{Y_0(Y_0 - K_u Y_{\text{вых}})} \quad (3-16)$$

Если операционный усилитель имеет высокий коэффициент усиления $K_u \gg 1$ и достаточно высокую выходную проводимость $Y_{\text{вых}} \gg Y_0$, то коэффициент

$$\gamma \approx -\frac{Y_{\text{вх.э}} + Y_0}{K_u Y_0} = -\frac{1}{K_u \beta_u},$$

где $\beta_u = Y_0 / (Y_0 + Y_{\text{вх.э}})$ — коэффициент обратной связи по напряжению.

При этом коэффициент передачи емкостного интегратора можно записать в виде

$$H(p) \approx -\frac{Y_1}{Y_0} \left(1 + \frac{1}{K_u \beta_u} \right)^{-1} \quad (3-17)$$

После подстановки значений проводимостей получаем

$$H(p) = -\frac{1}{p\tau_1} \left(1 + \frac{1}{K_u p\tau_3} + \frac{1}{K_u} \right)^{-1} \quad (3-18)$$

где $\tau_1 = R_1 C_0$ — постоянная времени входной цепи; $\tau_3 = R_{\text{вх.э}} C_0$ — постоянная времени эквивалентной входной цепи.

Если операционный 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 (3-18)

$$H(p) \approx -\frac{1}{p\tau_1} \left(1 + \frac{p}{\omega_0} + \frac{1}{K_0 p\tau_3} + \frac{1}{\omega_0 \tau_3} \right)^{-1} \quad (3-19)$$

где $\omega_0 = K_0 / \tau_0$ — полоса пропускания операционного усилителя.

Частотная характеристика емкостного интегратора получается из (3-19) при условии $p = i\omega$:

$$H(j\omega) = - \left[j\omega G_0 R_1 \left(1 + \frac{1}{\omega_0 \tau_3} + \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{1}{K_0 j\omega \tau_3} \right) \right]^{-1} \quad (3-20)$$

Первый множитель выражения (3-20) определяет коэффициент передачи идеального интегратора, а второй — погрешность интегрирования.

При высоких частотах [$\omega \gg 1/(K_0 \tau_3)$] коэффициент передачи интегратора имеет вид

$$H(p) = - \frac{1}{p\tau_1} \frac{1}{1 + p/\omega_0} \quad (3-21)$$

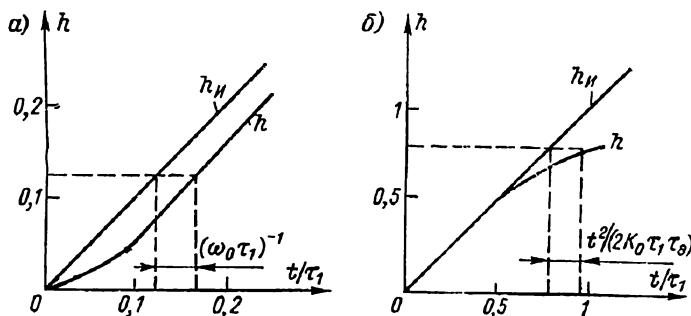


Рис. 3-7. Переходные характеристики интегратора с операционным усилителем при высоких (а) и низких (б) частотах

Переходная функция на высоких частотах в соответствии с (3-21) определяется уравнением

$$h(t) = - \frac{t}{\tau_1} \left[1 - \frac{1}{\omega_0 t} (1 - e^{-\omega_0 t}) \right] \approx - \frac{t}{\tau_1} (1 - \delta_{в.ч}),$$

где $\delta_{в.ч} = f/(2\pi f_0)$ — погрешность линейности 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, 5 и 10 МГц будут соответственно равны 1, 6, 8 и 16%.

На низких частотах ($\omega \ll \omega_0$) коэффициент передачи интегратора имеет вид

$$H(p) = - \frac{1}{p\tau_1} \left(1 + \frac{1}{K_0 p \tau_3} \right)^{-1} \quad (3-22)$$

Переходная функция на низких частотах в соответствии с (3-22) определяется уравнением

$$h(t) = - \frac{1}{\tau_1} \left(1 - \frac{1}{2K_0 \tau_3} \right) = - \frac{t}{\tau_1} (1 - \delta_{н.ч}),$$

где $\delta_{н.ч} = 1/(2fK_0 \tau_3)$ — погрешность линейности на низких частотах. Очевидно, что погрешность линейности на низких частотах уменьшается с уве-

личением коэффициента усиления операционного усилителя. При ограниченной величине коэффициента усиления K_0 погрешность линейности на низких частотах зависит от входного сопротивления усилителя $R_{вх}$, емкости накопительного конденсатора и внутреннего сопротивления R_1 источника входного сигнала. Так, например, при $K_0 = 100$ дБ, $R_1 = 100$ ГОм и $C_0 = 50$ пФ низкочастотная ошибка на частотах 1 и 0,1 Гц будет соответственно равна 0,001 и 0,1%.

На рис. 3-7 показаны графики выходного напряжения интегратора в зависимости от времени при высоких и низких частотах преобразования. При высоких частотах (рис. 3-7, а) отставание по времени реального выходного напряжения от идеального линейного напряжения обусловлено ошибкой $\delta_{в.ч}$. На низких частотах (рис. 3-7, б) отставание обусловлено ошибкой $\delta_{н.ч}$.

Если быстродействие операционного усилителя достаточно высокое, ($\tau_0 \approx 0$), то $K_u \approx K_0$ и при большом значении произведения $K_0\beta_u$, разложив выражение (3-17) в ряд Тейлора и ограничившись первыми двумя членами ряда, получим

$$H(p) \approx -\frac{Y_1}{Y_0} \left(1 - \frac{1}{K_0\beta_u}\right). \quad (3-23)$$

После подстановки значения $\beta_u = Y_0(Y_0 + Y_{вх.э})^{-1}$ находим

$$H(p) \approx -\frac{1}{p\tau_1} \left(1 - \frac{1}{K_0} - \frac{1}{K_0\rho\tau_3}\right). \quad (3-24)$$

Переходная функция интегратора при $K_0 \gg 1$ имеет вид

$$h(t) \approx -\frac{t}{\tau_1} \left(1 - \frac{t}{2K_0\tau_3}\right). \quad (3-25)$$

Относительная погрешность интегрирования

$$\delta_{н} = \frac{h_{н}(t) - h(t)}{h_{н}(t)} = \frac{t}{2K_0\tau_3}, \quad (3-26)$$

где $h_{н}(t) = -t/\tau_1$ — переходная функция идеального интегратора.

Если входное сопротивление операционного усилителя достаточно высокое ($R_{вх} \gg R_1$), то $R_{вх.э} \approx R_1$ и выражение (3-26) принимает вид

$$\delta_{н} \approx \frac{t}{2K_0\tau_1}.$$

Комплексная частотная характеристика интегратора в соответствии с (3-18) может быть представлена в виде

$$H(j\omega) = -\frac{1}{j\omega\tau_1} \frac{K_0 j\omega\tau_3}{1 + (K_0 + 1)j\omega\tau_3}. \quad (3-27)$$

Из выражения (3-27) находим амплитудно-частотную и фазово-частотную характеристики интегратора:

$$H(\omega) = \frac{1}{\omega\tau_1} \frac{K_0\omega\tau_3}{\sqrt{1 + (K_0 + 1)^2\omega^2\tau_3^2}},$$

$$\varphi(\omega) = \text{arctg} [-(K_0 + 1)\omega\tau_3].$$

При этом относительная погрешность интегрирования синусоидального напряжения

$$\delta_{н} = \frac{H_{н}(\omega) - H(\omega)}{H_{н}(\omega)} = 1 - \frac{K_0}{1 + K_0} \left[1 + \frac{1}{\omega^2\tau_3^2(K_0 + 1)^2}\right]^{-1/2}. \quad (3-28)$$

где $H_{н}(\omega) = (\omega C_0 R_1)^{-1}$ — амплитудно-частотная характеристика идеального интегратора.

Относительная погрешность интегратора по фазе

$$\delta_{\varphi} = \frac{\varphi_{\Pi}(\omega) - \varphi(\omega)}{\varphi_{\Pi}(\omega)} = 1 - \frac{2}{\pi} \arctg [- (K_0 + 1) \omega \tau_{\Sigma}], \quad (3-29)$$

где $\varphi_{\Pi}(\omega) = -\pi/2$ — фазово-частотная характеристика идеального интегратора.

Выбирая заданные значения погрешностей δ_{Π} и δ_{φ} , можно по формулам (3-28) и (3-29) найти значение минимальной частоты синусоидального сигнала, интегрируемого с заданной точностью. Из выражения (3-23) следует, что для приближения коэффициента передачи емкостного интегратора с операционным усилителем к коэффициенту передачи идеального интегратора необходимо увеличивать значение $|K_u \beta_u|$. Это может быть достигнуто увеличением K_u , $Z_{вх}$ и Z_1 .

Однако увеличение K_u ограничено неустойчивостью усилителя из-за наличия паразитных обратных связей. Входное сопротивление $Z_{вх}$ усилителя с входными каскадами, выполненными на электронных лампах или полевых транзисторах, может быть достаточно велико (более 10 Ом). Входное сопротивление усилителей с входными каскадами на биполярных транзисторах значительно меньше и составляет 1—10 кОм. Увеличение входного сопротивления введением обратной связи снижает коэффициент усиления по напряжению таким образом, что произведение $|K_u \beta_u| \approx \text{const}$.

Значение сопротивления Z_1 должно выбираться из условия $Z_1 \leq Z_{вх}$, так как при малых $Z_{вх}$ увеличение Z_1 не приводит к увеличению $|K_u \beta_u|$ из-за шунтирования сопротивления Z_1 входным сопротивлением $Z_{вх}$ усилителя.

В усилителях на биполярных транзисторах целесообразно вместо усиления по напряжению рассматривать усиление по току

$$K_i = K_u \frac{Z_{вх}}{Z_{вых.э}}. \quad (3-30)$$

Тогда коэффициент передачи интегратора (3-23) можно записать в виде

$$H(p) \approx - \frac{Y_1}{Y_0} \left(1 + \frac{1}{K_i \beta_i} \right)^{-1} \quad (3-31)$$

где $\beta_i = I_0/I_{\Pi} \approx Y_0/Y_{вых.э}$ — коэффициент обратной связи по току.

Если произведение $|K_i \beta_i| \gg 1$, то коэффициент передачи емкостного интегратора мало отличается от коэффициента передачи идеального интегратора. Однако интеграторы с входными каскадами на биполярных транзисторах устойчивы в более узком диапазоне частот, чем интеграторы с входными каскадами на полевых транзисторах или лампах. Такое различие обусловлено низким входным сопротивлением усилителей с биполярными транзисторами.

Действительно, для обеспечения устойчивости интегрирующего усилителя необходимо иметь в его разомкнутой цепи фазовый сдвиг меньше 2π в диапазоне частот, где $|K_u \beta_u| \gg 1$. Таким образом, полный фазовый сдвиг в разомкнутой цепи усилителя должен быть

$$\varphi_p = 2\pi - 0.$$

Так как инвертирующий усилитель имеет фазовый сдвиг, равный π , и с увеличением частоты этот сдвиг увеличивается на φ_{ω} , то с учетом фазового сдвига φ_{β} цепи обратной связи фазовый сдвиг в разомкнутой цепи усилителя будет иметь значение

$$\varphi_p = \pi + \varphi_{\omega} + \varphi_{\beta}.$$

Таким образом, запас устойчивости по фазе оказывается равным

$$\theta = \pi - \varphi_{\omega} - \varphi_{\beta}.$$

Для усилителя с входным каскадом на биполярных транзисторах фазовый сдвиг, вносимый цепью обратной связи,

$$\varphi_{\beta} \approx \operatorname{arctg} \omega \tau_{\Sigma},$$

с ростом частоты увеличивается и стремится к значению $\varphi_{\beta}' \approx \pi/2$.

Для усилителей с входным каскадом на полевых транзисторах или лампах фазовый сдвиг, вносимый цепью обратной связи,

$$\varphi_{\beta} = \operatorname{arctg} (\omega \tau_1)^{-1}$$

уменьшается с ростом частоты и стремится к значению $\varphi_{\beta}' \approx 0$.

Следовательно, применение в емкостных интеграторах операционных усилителей с высоким входным сопротивлением предпочтительнее из-за сравнительно большей устойчивости в области высоких частот. В быстродействующих интеграторах с малым временем интегрирования (или высокой частотой преобразования) целесообразно применять операционные усилители с входными каскадами, выполненными на полевых транзисторах.

3-3. Коррекция частотной характеристики емкостного интегратора в области высоких частот

Погрешность интегратора в области высоких частот обусловлена инерционностью операционного усилителя, конечным значением выходного сопротивления усилителя и задержками в других узлах интегратора. Рассмотрим влияние выходного сопротивления операционного усилителя на погрешность интегратора в области высоких частот.

В проведенном анализе предполагалось выполнение условия $Y_0 \ll Y_{\text{вых.з}}$. Если выполняется условие $Y_{\text{вых}} \gg Y_1$, то коэффициент передачи интегратора (3-15) можно представить в виде

$$H(p) = - \left(1 - \frac{Y_0}{K_u Y_{\text{вых}}} \right) \left[\frac{1}{K_u} \left(1 + \frac{Y_0}{Y_1} \right) + \frac{Y_0}{Y_1} \right]^{-1} \quad (3-32)$$

При использовании операционного усилителя с коэффициентом передачи $K_u = K_0 / (1 + p\tau_0)$ выражение (3-32) запишем в форме

$$H(p) = -K_0 \left[1 - \frac{Y_0(1 + p\tau_0)}{K_0 Y_{\text{вых}}} \right] \left[\left(1 + \frac{Y_0}{Y_1} \right) (1 + p\tau_0) + \frac{Y_0}{Y_1} K_0 \right]^{-1} \quad (3-33)$$

После подстановки значений проводимостей находим (полагая $\tau_0 \ll \tau_1 K_0$)

$$H(p) = \frac{p\tau_{\text{вых}}(1 + p\tau_0) - K_0}{\tau_1(p - p_1)(p - p_2)\tau_0},$$

где $p_1 = -(1 + K_0)/\tau_0$ и $p_2 = -[\tau_1(1 + K_0)]^{-1}$ — корни характеристического уравнения выражения (3-33); $\tau_{\text{вых}} = C_0 R_{\text{вых}}$ — постоянная времени выходной цепи.

Переходная характеристика в соответствии с выражением (3-33) имеет вид

$$h(t) = - \frac{\tau_{\text{вых}}(1 + K_0)K_0 - \tau_0 K_0}{\tau_1(1 + K_0)^2 - \tau_0} e^{p_1 t} + \frac{R_{\text{вых}}[\tau_0 - \tau_1(1 + K_0)] - \tau_1 K_0(1 + K_0)^2 R_1}{R_1[\tau_0 - (1 + K_0)^2 \tau_1]} e^{p_2 t} - K_0. \quad (3-34)$$

Так как на практике обычно значение $\tau_1 (1 + K_0) \gg \tau_0$, то формулу 3-34) можно упростить:

$$h(t) \approx -K_0 \frac{\tau_{\text{ВЫХ}}(1 + K_0) - \tau_0}{\tau_1(1 + K_0)^2} e^{\rho_1 t} + \left[\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_1(1 + K_0)} + K_0 \right] e^{\rho_2 t} - K_0. \quad (3-35)$$

Принимая во внимание, что $|\rho_2| \ll 1$ после разложения в ряд Тейлора экспоненциального множителя во втором члене выражения (3-35), получим

$$h(t) \approx -K_0 \frac{\tau_{\text{ВЫХ}}(1 + K_0) - \tau_0}{\tau_1(1 + K_0)^2} e^{\rho_1 t} + \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_1(1 + K_0)} - \frac{t}{\tau_1(1 + K_0)} \left[K_0 + \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_1(1 + K_0)} \right].$$

График переходной функции емкостного интегратора с учетом выходного сопротивления операционного усилителя, показанный на рис. 3-8, содержит две составляющие: экспоненциальную с постоянной времени $\tau_1 = 1/\rho_1$ и линейную, сдвинутую относительно начала координат на время

$$t_3 \approx \frac{\tau_{\text{ВЫХ}}}{K_0}.$$

Для уменьшения задержки начала интегрирования, вызванной влия-

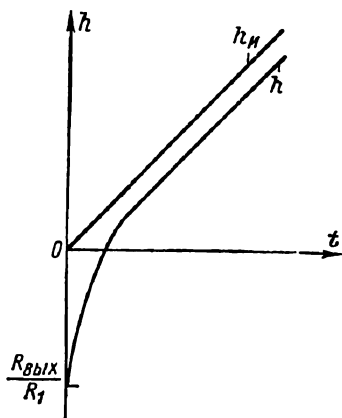


Рис. 3-8. Переходная характеристика интегратора с конечным выходным сопротивлением операционного усилителя

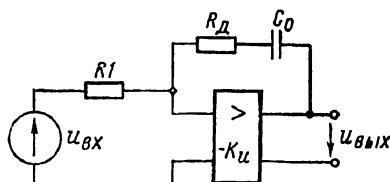


Рис. 3-9. Схема коррекции интегратора на высоких частотах

нием сопротивления $R_{\text{ВЫХ}}$ и другими причинами, можно вводить последовательно с емкостью C_0 дополнительное сопротивление $R_D \ll R_1$ (рис. 3-9). При этом коэффициент передачи интегрирующего усилителя можно записать в виде [28]

$$H^*(p) \approx \frac{p^2 \tau_{\text{ВЫХ}} \tau_0 + p(\tau_{\text{ВЫХ}} - \tau_D K_0) - K_0}{\tau_1 \tau_0 (p - \rho_1)(p - \rho_2)}, \quad (3-36)$$

где $\tau_D = C_0 R_D$ — постоянная времени дополнительной цепи.

Переходная функция такого усилителя в соответствии с (3-36)

$$h^*(t) \approx \frac{\tau_{\text{ВЫХ}}(1 + K_0)^2 - (\tau_{\text{ВЫХ}} - \tau_D K_0)(K_0 + 1) - K_0 \tau_0}{(K_0 + 1)^2 \tau_1} e^{\rho_1 t} + \left[\frac{R_D - R_{\text{ВЫХ}}/K_0}{R_1} + K_0 - \frac{\tau_0 \tau_{\text{ВЫХ}}}{(K_0 + 1)^2 \tau_1^2} \right] e^{\rho_2 t} - K_0. \quad (3-37)$$

Сравнивая выражение (3-37) с аналогичным выражением (3-35), можно увидеть, что если выполнить $R_{\text{вых}} = R_d K_0$, то задержка, вносимая сопротивлением $R_{\text{вых}}$, будет в значительной мере скомпенсирована. При опытным подборе сопротивления R_d возможна компенсация задержки, вызванной не только сопротивлением $R_{\text{вых}}$, но и инерционностью усилителя.

3-4. Коррекция частотной характеристики емкостного интегратора в области низких частот

Амплитудная и фазовая погрешности емкостного интегратора близки к нулю только в ограниченном диапазоне частот. С уменьшением частоты сигнала погрешность интегрирования возрастает по гиперболическому закону (3-28). Для коррекции частотной характеристики интегратора в обла-

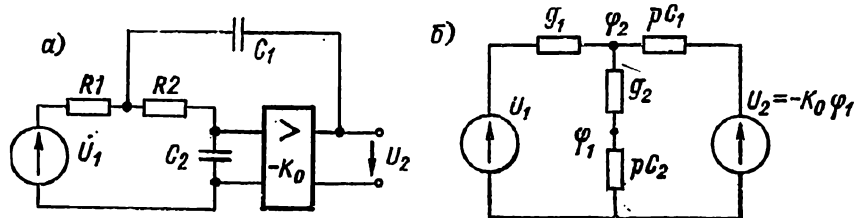


Рис. 3-10. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы включения корректирующего звена на входе операционного усилителя

сти низких частот можно использовать корректирующие звенья на входе операционного усилителя или в цепи обратной связи.

На рис. 3-10, а показано включение корректирующего звена на входе операционного усилителя. Эквивалентная схема интегратора с коррекцией приведена на рис. 3-10, б. Уравнения узловых потенциалов для этой схемы имеют вид:

$$\begin{cases} \varphi_1 (g_2 + pC_2) - \varphi_2 g_2 = 0; \\ -\varphi_1 g_2 + \varphi_2 (g_1 + g_2 + pC_1) = U_1 g_1 - K_0 \varphi_1 pC_1. \end{cases} \quad (3-38)$$

Потенциал на входе операционного усилителя найдем из решения системы уравнений (3-38):

$$\varphi_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta},$$

где $\Delta = g_1 g_2 + pC_1 g_2 + pC_2 (g_1 + g_2) + pK_0 C_1 g_2$ — основной определитель системы (3-38); $\Delta_1 = U_1 g_1 g_2$ — частный определитель системы (3-38).

Подставляя значения определителей, находим потенциал

$$\varphi_1 = \frac{U_1}{1 + p\tau_1 + p\tau_2 + pC_2/g_1 + K_0 p\tau_1 + p^2\tau_1\tau_2}, \quad (3-39)$$

где $\tau_1 = C_1/g_1$; $\tau_2 = C_2/g_2$.

Из выражения (3-39) находим коэффициент передачи интегратора

$$H(p) = -\frac{1}{p\tau_1} \left[1 + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1} + p\tau_2 + \frac{1}{p\tau_1} \right) \right]^{-1} \quad (3-40)$$

Комплексная частотная характеристика интегратора описывается выражением

$$H(j\omega) = - \frac{K_0}{(1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2) + j \omega \tau_1 (K_0 + 1 + \tau_2/\tau_1 + C_2/C_1)}. \quad (3-41)$$

Амплитудно- и фазово-частотные характеристики интегратора с корректирующим звеном имеют вид:

$$H(\omega) = \frac{1}{\omega \tau_1} \frac{K_0}{\left(K_0 + 1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{C_2}{C_1}\right) \sqrt{1 + \left[\frac{1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2}{K_0 + 1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{C_2}{C_1}}\right]^2}}$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left[- \frac{\omega \tau_1 (K_0 + 1 + \tau_2/\tau_1 + C_2/C_1)}{1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2} \right].$$

Амплитудная погрешность при интегрировании синусоидального напряжения с частотой ω

$$\delta_H = 1 - \frac{H_H(\omega)}{H(\omega)} = 1 - K_0 \left(K_0 + 1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{C_2}{C_1}\right)^{-1} \times$$

$$\times \left[1 + \left(\frac{1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2}{K_0 + 1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{C_2}{C_1}} \right)^2 \right]^{-1/2}. \quad (3-42)$$

где $H_H(\omega) = (\omega \tau_1)^{-1}$ — амплитудно-частотная характеристика идеального интегратора.

Фазовая погрешность при интегрировании синусоидального напряжения

$$\delta_\varphi = 1 - \frac{\varphi_H(\omega)}{\varphi(\omega)} = 1 - \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} \left[- \frac{\omega \tau_1 (K_0 + 1 + \tau_2/\tau_1 + C_2/C_1)}{1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2} \right], \quad (3-43)$$

где $\varphi_H(\omega) = -\frac{\pi}{2}$ — фазовая характеристика идеального интегратора.

Из выражения (3-43) следует, что при частоте $\omega_0 = (\tau_1 \tau_2)^{-1/2}$ фазовая погрешность отсутствует ($\delta_\varphi = 0$), а амплитудная погрешность (3-42)

$$\delta_H = 1 - K_0 \left(K_0 + 1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{C_2}{C_1}\right)^{-1}$$

Для определения переходной функции коэффициент передачи интегратора (3-40) запишем в виде (полагая $\tau_1 K_0 \gg \tau_0$)

$$H(p) = - \frac{K_0}{\tau_1 \tau_2} \frac{1}{(p - p_1)(p - p_2)}, \quad (3-44)$$

где

$$p_1 = - \frac{K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1}{\tau_2} \quad \text{и} \quad p_2 = - \left[\tau_1 \left(K_0 + 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \right) \right]^{-1}$$

— корни характеристического уравнения выражения (3-40).

Переходная функция интегратора в соответствии с (3-44) имеет вид

$$h(t) = - K_0 \left(1 + \frac{p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t}}{p_1 - p_2} \right). \quad (3-45)$$

После подстановки значений корней ρ_1 и ρ_2 получим

$$\begin{aligned}
 h(t) = & -K_0 \left\{ 1 - \frac{1}{\tau_1 (K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1)} \times \right. \\
 & \times \exp \left(-\frac{K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1}{\tau_2} t \right) \left[\frac{1}{\tau_1 (K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1)} - \right. \\
 & \left. \left. - \frac{K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1}{\tau_2} \right]^{-1} + \right. \\
 & \left. + \left[\frac{K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1}{\tau_2} \exp \left(-\frac{1}{\tau_1 (K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1)} t \right) \right] \times \right. \\
 & \left. \times \left[\frac{1}{\tau_1 (K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1)} - \frac{K_0 + 1 + C_2/C_1 + \tau_2/\tau_1}{\tau_2} \right]^{-1} \right\} \quad (3-46)
 \end{aligned}$$

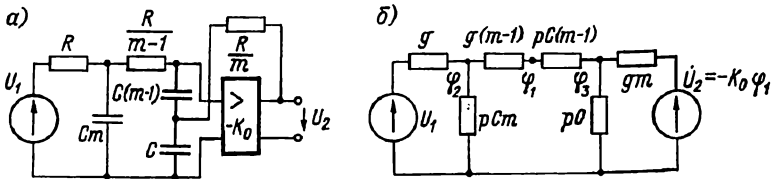


Рис. 3-11. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы включения корректирующего звена в цепи обратной связи операционного усилителя

Если учесть, что практически всегда выполняется условие $|\rho_2| \ll |\rho_1|$, то выражение (3-46) можно упростить:

$$h(t) = -K_0 \left(1 - e^{\rho_2 t} + \frac{\rho_2}{\rho_1} e^{\rho_1 t} \right). \quad (3-47)$$

Из выражения (3-47) следует, что форма переходной функции интегратора определяется разностью двух экспонент, характеризуемых коэффициентами затухания ρ_2 и ρ_1 , причем $|\rho_2| \ll |\rho_1|$. Экспонента с показателем ρ_2 затухает сравнительно медленно и характеризует интегратор в области больших времен (или низких частот). Вторая экспонента с показателем ρ_1 затухает сравнительно быстро и характеризует интегратор в области малых времен (или высоких частот).

Таким образом, относительная погрешность интегратора в области больших времен (низких частот) определяется выражением

$$\delta_{н.ч} = -\frac{t}{2\tau_1 \left(K_0 + 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \right)}. \quad (3-48)$$

Выбором параметров цепи коррекции эта погрешность может быть значительно снижена по сравнению с погрешностью, определяемой выражением (3-26).

На рис. 3-11, а показано включение корректирующего звена в цепи обратной связи. Эквивалентная схема интегратора с коррекцией в цепи отри-

цательной обратной связи показана на рис. 3-11, б. Уравнения узловых потенциалов для схемы рис. 3-11, б имеют вид:

$$\begin{cases} \Phi_1(g + pC)(m-1) - \Phi_2g(m-1) - \Phi_3pC(m-1) = 0; \\ -\Phi_1g(m-1) + \Phi_2[pCm + g + g(m-1)] + \Phi_30 = U_1g; \\ -\Phi_1pC(m-1) - \Phi_20 + \Phi_3[pC + mg + pC(m-1)] = -K_0\Phi_1mg. \end{cases} \quad (3-49)$$

Из решения системы уравнений (3-49) находим потенциал на входе операционного усилителя

$$\Phi_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta},$$

где $\Delta = m(m-1)(g + pC)(2mgpC + p^2C^2 + K_0mgpC + g^2)$; $\Delta_1 = U_1g^2(m-1)m(g + pC)$.

После подстановки значений определителей получаем

$$\Phi_1 = \frac{U_1}{1 + p^2\tau^2 + 2m\tau + K_0m\tau},$$

где $\tau = C/g$.

Коэффициент передачи интегратора с коррекцией в цепи обратной связи

$$H(p) = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{1}{m\tau} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_0} \left[2 + \frac{1}{m} \left(p\tau + \frac{1}{p\tau} \right) \right]} \quad (3-50)$$

Комплексная частотная характеристика интегратора имеет вид

$$H(j\omega) = -\frac{K_0}{(1 - \omega^2\tau^2) + j\omega\tau m(K_0 + 2)}. \quad (3-51)$$

Амплитудно-фазово-частотную характеристики интегратора можно определить из выражения (3-51):

$$H(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{(1 - \omega^2\tau^2)^2 + [\omega\tau m(K_0 + 2)]^2}};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \left[-\frac{\omega\tau m(K_0 + 2)}{1 - \omega^2\tau^2} \right]$$

Амплитудная и фазовая погрешности при интегрировании синусоидального напряжения с частотой ω :

$$\delta_H = 1 - \frac{H_H(\omega)}{H(\omega)} = \frac{K_0}{\omega\tau m(K_0 + 2)} \left[1 + \left(\frac{1 - \omega^2\tau^2}{\omega\tau m(K_0 + 2)} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3-52)$$

$$\delta_\varphi = 1 - \frac{\varphi_H(\omega)}{\varphi(\omega)} = 1 - \frac{2}{\pi} \arctg \left[-\frac{\omega\tau m(K_0 + 2)}{1 - \omega^2\tau^2} \right]. \quad (3-53)$$

Из уравнений (3-52) и (3-53) следует, что на частоте $\omega = \tau^{-1}$ фазовая погрешность равна нулю, а амплитудная погрешность определяется выражением

$$\delta_H = 1 - \frac{K_0}{m(K_0 + 2)},$$

Из сравнения выражений (3-52) и (3-28) видно, что интеграторы с коррекцией при одинаковой заданной допустимой ошибке имеют меньшую граничную частоту интегрируемого сигнала по сравнению с интегратором с емкостной обратной связью. Кроме того, при одинаковой допустимой ошибке и одинаковой граничной частоте эти интеграторы требуют операционных усилителей с меньшим коэффициентом усиления.

Для определения переходной функции интегратора с коррекцией в цепи обратной связи представим коэффициент передачи в виде

$$H(p) = -\frac{K_0}{\tau_1 \tau_2} \frac{1}{(p - p'_1)(p - p'_2)},$$

где $p'_1 \approx -\frac{(K_0 + 2)m}{\tau}$ и $p'_2 \approx -\frac{1}{(K_0 + 2)m\tau}$ — корни характеристического уравнения выражения (3-50).

Переходная функция интегратора в соответствии с (3-53) имеет вид

$$h(t) = -K_0 \left(1 + \frac{p'_2 e^{p'_1 t} - p'_1 e^{p'_2 t}}{p'_1 - p'_2} \right). \quad (3-54)$$

После подстановки значений корней p'_1 и p'_2 получаем

$$h(t) = -K_0 \left\{ 1 - \frac{\frac{1}{(K_0 + 2)m\tau} \exp\left[-\frac{(K_0 + 2)m}{\tau} t\right] - \frac{K_0 + 2}{\tau} \exp\left[-\frac{1}{(K_0 + 2)m\tau} t\right]}{\frac{1}{(K_0 + 2)m\tau} - \frac{(K_0 + 2)m}{\tau}} \right\}. \quad (3-55)$$

Если выполняется условие $|p'_2| \ll |p'_1|$, то выражение (3-55) упрощается:

$$h(t) \approx -K_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{(K_0 + 2)m\tau}} + \frac{1}{m^2 (K_0 + 2)^2} e^{-\frac{(K_0 + 2)mt}{\tau}} \right]. \quad (3-56)$$

Очевидно, что так же, как и для интегратора с коррекцией на входе, переходная функция имеет форму, определяемую разностью двух экспонент, затухающих с разной скоростью. Погрешность в области больших времен определяется выражением

$$\delta_{н.ч} \approx -\frac{t}{2(K_0 + 2)m\tau}.$$

Очевидно, что выбором коэффициента m можно регулировать переходную характеристику и снижать погрешность в области низких частот.

Погрешность интегратора в области высоких частот (малых времен) определяется выражением

$$\delta_{в.ч} \approx \frac{\tau}{(K_0 + 2)mt},$$

и растет почти линейно с ростом частоты сигнала.

3-5. Влияние собственных шумов операционного усилителя на погрешность емкостного интегратора

Собственные шумы операционного усилителя определяют чувствительность интегратора. Для оценки шумовых свойств интегратора можно пользоваться удельным эквивалентным напряжением шумов, эквивалентным сопротивлением шумов или коэффициентом шума. Шумящий операционный усилитель можно заменить нешумящим, на входе которого включены генераторы шумового тока $\bar{i}_{ш.у}$ и напряжения $\bar{u}_{ш.у}$ (рис. 3-12, а). Величины $\bar{i}_{ш.у}$ и $\bar{u}_{ш.у}$ могут быть определены независимо друг от друга. Для определения $\bar{u}_{ш.у}$ выходной шум усилителя при коротком замыкании входных зажимов сравнивается с выходным напряжением, производимым малым известным входным напряжением. Для определения $\bar{i}_{ш.у}$ выходной шум усилителя

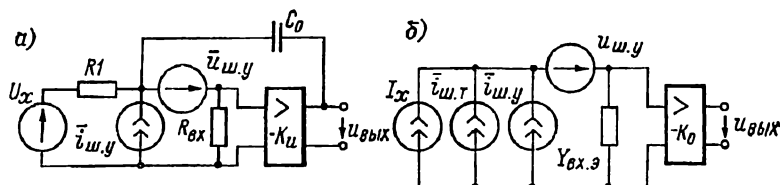


Рис. 3-12. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы шумящего интегратора

при разомкнутых входных зажимах сравнивается с выходным напряжением, производимым малым известным током на входе.

Оба источника $\bar{i}_{ш.у}$ и $\bar{u}_{ш.у}$ могут быть введены в схему усилителя с обратной связью (т. е. в схему интегратора) без изменения их значения. Это вытекает из того обстоятельства, что ток обратной связи на входе не влияет на $\bar{u}_{ш.у}$ и, следовательно, не изменяет выходного шума при закороченном входе. Ток $\bar{i}_{ш.у}$ также не зависит от тока в цепи обратной связи, так как источник этого тока не охвачен обратной связью. Аналогично можно показать, что $\bar{i}_{ш.у}$ и $\bar{u}_{ш.у}$ не зависят от напряжения обратной связи (если таковое имеется в схеме интегратора). По этой причине значения шумовых генераторов почти не зависят от схемы включения операционного усилителя, а определяются только типом этого усилителя и режимом его работы.

Эквивалентная схема интегратора с источниками шума показана на рис. 3-12, б. Если источники шума $\bar{i}_{ш.у}$ и $\bar{u}_{ш.у}$ некоррелированы, то их влияние можно анализировать, пользуясь методом наложения. На погрешность интегратора также влияет тепловой шум проводимости $g_1 = R_1^{-1}$. Спектральная плотность $\bar{i}_{ш.т}$ теплового шума проводимости определяется выражением

$$\bar{i}_{ш.т}^2 = \frac{2kTg_1}{\pi}, \quad (3-57)$$

где g_1 — активная составляющая проводимости; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура, К.

Складывая токи теплового шума $\bar{i}_{ш.т}$ и шума усилителя $\bar{i}_{ш.у}$ при условии их независимости, получаем эквивалентный шумовой ток на входе интегратора

$$\bar{i}_{ш.э}^2 = \bar{i}_{ш.т}^2 + \bar{i}_{ш.у}^2. \quad (3-58)$$

Этот шумовой ток можно представить в виде эквивалентного шумового напряжения, включенного последовательно с источником измеряемого напряжения

$$\bar{u}_{ш. \varepsilon}^2 = \frac{\bar{i}_{ш. \varepsilon}^2}{y_{вх. \varepsilon}^2}, \quad (3-59)$$

где $y_{вх. \varepsilon}^2 = g_{вх. \varepsilon}^2 + (\omega C_{вх. \varepsilon})^2$ — полная проводимость входной цепи интегратора.

Напряжение шума на выходе интегратора, создаваемое эквивалентным шумовым током $i_{ш. \varepsilon}$, может быть определено по формуле

$$\bar{U}_{ш. \varepsilon. \text{вых}}^2 = \int_0^{\infty} \bar{u}_{ш. \varepsilon}^2 |K_u(j\omega)|^2 d\omega,$$

где $K_u(j\omega)$ — комплексная частотная характеристика операционного усилителя.

Если спектральная плотность шумового тока усилителя постоянная: $\bar{i}_{ш. y} = \text{const}$, то *

$$\bar{U}_{ш. \varepsilon. \text{вых}}^2 = \left(\frac{2kTg_1}{\pi} + \bar{i}_{ш. y}^2 \right) \int_0^{\infty} \frac{|K_u(j\omega)|^2}{y_{вх. \varepsilon}^2} d\omega. \quad (3-60)$$

Если операционный усилитель имеет достаточно широкую полосу пропускания и его можно считать безынерционным ($\tau_0 \ll K_0 R_1 C_0$), то $K_u \approx K_0$ и

$$\bar{U}_{ш. \varepsilon. \text{вых}}^2 = \left(\frac{2kTg_1}{\pi} + \bar{i}_{ш. y}^2 \right) K_0^2 \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{y_{вх. \varepsilon}^2}. \quad (3-61)$$

Эквивалентная входная проводимость интегратора

$$y_{вх. \varepsilon} = g_1 \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_c} \right),$$

где $\omega = g_1 / (K_0 C_0)$ — граничная частота интегратора.

Используя значение эквивалентной проводимости, находим напряжение шума на выходе:

$$\begin{aligned} U_{ш. \varepsilon. \text{вых}}^2 &= \left(\frac{2kTR_1}{\pi} + \bar{i}_{ш. y}^2 R_1^2 \right) K_0^2 \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_c^2}} = \\ &= \left(\frac{2kTR_1}{\pi} + \bar{i}_{ш. y}^2 R_1^2 \right) \frac{K_0^2 \pi \omega_c}{2}. \end{aligned}$$

* Низкочастотные шумы со спектром $1/f$ также могут увеличивать общий уровень шума. При учете низкочастотных шумов можно полагать, что эквивалентный шумовой ток $i_{ш. y}$ зависит от частоты $i_{ш. y} = i_{ш. y} (1 + f_r/f)$, где f_r — граничная частота низкочастотных шумов.

Если учесть инерционность усилителя, полагая $K_u = K_0 (1 + j\omega\tau_0)^{-1}$, то эквивалентное шумовое напряжение на выходе интегратора с инерционным операционным усилителем

$$\bar{U}_{ш. э. вых}^2 = \left(\frac{2kTR_1}{\pi} + \bar{i}_{ш. у}^2 R_1^2 \right) K_0^2 \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) (1 + \omega^2\tau_0^2)},$$

откуда

$$\begin{aligned} \bar{U}_{ш. э. вых}^2 &= \left(\frac{2kTR_1}{\pi} + \bar{i}_{ш. у}^2 R_1^2 \right) \frac{\pi\omega_c K_0^2}{2(1 + \omega_c\tau_0)} \approx \\ &\approx \frac{\pi K_0^2}{2\tau_0} \left(\frac{2kTR_1}{\pi} + \bar{i}_{ш. у}^2 R_1^2 \right). \end{aligned}$$

Напряжение шума на выходе интегратора, создаваемое шумовым напряжением $\bar{u}_{ш. у}$ усилителя, определяется выражением

$$\bar{U}_{ш. у. вых}^2 = \int_0^{\infty} \bar{u}_{ш. у}^2 |H_u(j\omega)|^2 d\omega, \quad (3-62)$$

где $H_u(j\omega)$ — комплексная частотная характеристика интегратора для источника $\bar{u}_{ш. у}$.

В этом случае коэффициент передачи интегратора при $Y_{вх} \ll Y_1$ и $K_0 \gg 1$ без учета инерционности операционного усилителя имеет вид

$$H_u(p) = \frac{U_{вых}}{U_{ш. у}} = \frac{K_0(1 + pR_1C_0)}{1 + pR_1C_0K_0}.$$

Комплексная частотная характеристика интегратора с безынерционным усилителем для источника напряжения $\bar{u}_{ш. у}$

$$H_u(j\omega) = \frac{K_0 + j\omega/\omega_c}{1 + j\omega/\omega_c}. \quad (3-63)$$

Подставляя значение (3-63) и выражение (3-62), находим напряжение шума на выходе интегратора

$$\bar{U}_{ш. у. вых}^2 = \int_0^{\infty} \bar{u}_{ш. у}^2 \left| \frac{K_0 + j\omega/\omega_c}{1 + j\omega/\omega_c} \right|^2 d\omega. \quad (3-64)$$

При постоянной спектральной плотности источника шумового напряжения: $\bar{u}_{ш. у} = \text{const}$, интеграл (3-64) расходится. Это означает, что при неограниченном спектре шума выходное напряжение, создаваемое источником $\bar{u}_{ш. у}$, неограниченно возрастает, если усилитель безынерционный. Практически полоса пропускания шума ограничена постоянной времени операционного усилителя. С учетом инерционности усилителя коэффициент передачи интегратора для источника $\bar{u}_{ш. у}$ имеет вид

$$H_u(p) = \frac{K_0(1 + pR_1C_0)}{(1 + pK_0R_1C_0) \left(1 + p\frac{\tau_0}{K_0}\right)}. \quad (3-65)$$

Спектральная характеристика такого интегратора для источника $\bar{u}_{ш.у}$ в соответствии с (3-65) описывается выражением

$$H_u(j\omega) = \frac{K_0 [1 + j\omega/(K_0\omega_c)]}{(1 + j\omega/\omega_c)(1 + j\omega/\omega_0)}$$

При постоянной спектральной плотности напряжения шума: $\bar{u}_{ш.у} = \text{const}$, корреляционную функцию шума на выходе интегратора можно определить по формуле

$$R_{u \text{ вых}}(\tau) = \bar{u}_{ш.у}^2 \int_0^{\infty} |H_u(j\omega)|^2 \cos \omega\tau d\omega.$$

Представляя спектральную характеристику интегратора в виде [4]

$$H_u(j\omega) \approx \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0} + \frac{K_0}{1 + j\omega/\omega_c},$$

получим

$$R_{u \text{ вых}}(\tau) = \bar{u}_{ш.у}^2 K_0 \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{\tau_0} e^{-\omega_0\tau} + \frac{1}{R_1 C_0} e^{-\omega_c\tau} \right).$$

Напряжение шума на выходе интегратора, создаваемое источником $\bar{u}_{ш.у}$, получаем при $\tau = 0$

$$\bar{U}_{ш.у}^2 = \bar{u}_{ш.у}^2 K_0 \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{1}{R_1 C_0} \right).$$

При $R_1 C_0 \gg \tau_0$ имеем

$$\bar{U}_{ш.у}^2 = \frac{\pi}{2} \bar{u}_{ш.у}^2 \omega_0.$$

Полное напряжение шума на выходе интегратора определяется выражением

$$\begin{aligned} \bar{U}_{ш. \text{ вых}}^2 &= \bar{U}_{ш. \text{ э. вых}}^2 + \bar{U}_{ш. \text{ у. вых}}^2 = \\ &= \frac{K_0^2 \pi}{2\tau_0} \left(\frac{\bar{u}_{ш.у}^2}{K_0} + \bar{i}_{ш.у}^2 R_1^2 + \frac{2kTR_1}{\pi} \right). \end{aligned}$$

При скачкообразном изменении входного напряжения: $u_x = U_x 1(t)$, полезное выходное напряжение возрастает по линейному закону

$$U_{ш. \text{ вых}} = U_x K_0 (1 - e^{-t/\omega_c}) \approx U_x K_0 t / \omega_c,$$

поэтому отношение сигнал-шум на выходе интегратора возрастает с течением времени

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{\text{Ш}} \right)_{\text{вых}} &= \frac{U_{ш. \text{ вых}}}{\bar{U}_{ш. \text{ вых}}} \approx \sqrt{\frac{2\tau_0}{\pi}} \times \\ &\times U_x \left(\frac{\bar{u}_{ш.у}^2}{K_0} + \bar{i}_{ш.у}^2 R_1^2 + \frac{2kTR_1}{\pi} \right)^{-1/2} \omega_c t_n. \end{aligned} \quad (3-66)$$

Анализ выражения (3-66) показывает, что основной вклад в погрешность интегратора вносит шумовой ток усилителя $\bar{i}_{ш.у}$. Влияние шумового напряжения $\bar{u}_{ш.у}$ и тепловых шумов резистора R значительно меньше и их можно не учитывать в большинстве практических случаев.

3-6. Магнитные интеграторы

Принцип действия магнитных интеграторов основан на законе электромагнитной индукции, согласно которому напряжение на идеальной катушке без потерь при малом внутреннем сопротивлении источника (рис. 3-13, а) определяется выражением [26]

$$u_{вх}(t) = \omega \frac{d\Phi}{dt}, \quad (3-67)$$

где ω — число витков катушки; Φ — магнитный поток в стержне катушки.

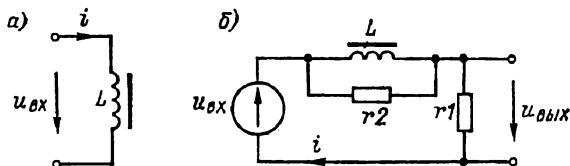


Рис. 3-13. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы магнитного интегратора

Из выражения (3-67) следует, что

$$\int_{t_1}^{t_2} u_{вх} dt = \Phi \omega.$$

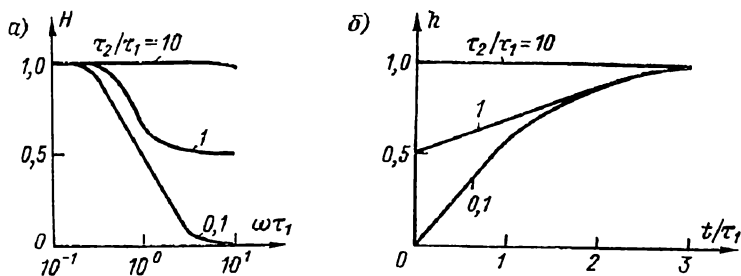


Рис. 3-14. Фазовая и амплитудно-частотная (а) и переходная (б) характеристики магнитного интегратора

Однако если учесть пропорциональность потокоцепления $\Phi \omega$ катушки току i в ней, то

$$\int_{t_1}^{t_2} u_{вх} dt = Li,$$

где L — индуктивность катушки.

Таким образом, ток в катушке прямо пропорционален интегралу входного напряжения, а коэффициентом пропорциональности является индуктивность катушки.

Реальная катушка имеет потери, которые на эквивалентной схеме рис. 3-13, б учитываются сопротивлением резистора r_2 . Выходное напряжение в схеме реального магнитного интегратора снимается с последователь-

ного резистора сопротивлением r_1 . Для эквивалентной схемы магнитного интегратора (рис. 3-13, б) получаем операторное уравнение

$$U_{\text{вых}}(p) \left(g_1 + g_2 + \frac{1}{\rho L} \right) = U_{\text{вх}}(p) \left(g_2 + \frac{1}{\rho L} \right).$$

Операторный коэффициент передачи

$$H(p) = \frac{1 + p\tau_2}{1 + p(\tau_1 + \tau_2)}, \quad (3-68)$$

где $\tau_1 = g_1 L$, $\tau_2 = g_2 L$ — постоянные времени интегратора.

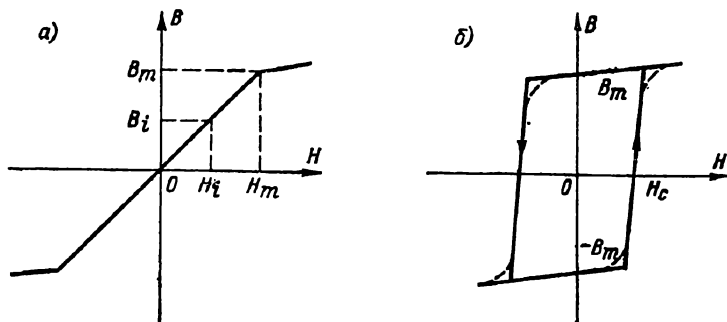


Рис. 3-15: Кривые намагничивания без гистерезиса (а) и с гистерезисом (б)

В соответствии с выражением (3-68) амплитудно-частотную характеристику магнитного интегратора (рис. 3-14, а) можно представить в виде:

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{\omega\tau_1}{1 + \omega^2\tau_2(\tau_1 + \tau_2)};$$

$$H(\omega) = \sqrt{\frac{1 + \omega^2\tau_2^2}{1 + \omega^2(\tau_1 + \tau_2)^2}}.$$

Относительная погрешность интегрирования синусоидального напряжения определяется выражениями:

$$\delta_\varphi = 1 - \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{\omega\tau_1}{1 + \omega^2\tau_2(\tau_1 + \tau_2)};$$

$$\delta_H = 1 - \sqrt{\frac{\omega^2\tau_1^2(1 + \omega^2\tau_2^2)}{1 + \omega^2(\tau_1 + \tau_2)^2}}.$$

Если потери в сердечнике малы, то можно считать, что $\tau_2 \approx 0$ и погрешность интегрирования

$$\delta_\varphi = 1 - \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} \omega\tau_1; \quad \delta_H = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^{-2}}}.$$

Переходная характеристика магнитного интегратора (рис. 3-14, б) может быть получена из выражения (3-68)

$$h(t) = 1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} e^{-\frac{t}{\tau_1 + \tau_2}}. \quad (3-69)$$

Погрешность интегрирования скачка напряжения

$$\delta_h = \left(1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} e^{-\frac{t}{\tau_1 + \tau_2}} \right) \frac{\tau_1}{t}.$$

При $\tau_1 \gg \tau_2$ и $t_n \ll \tau_1$ получаем

$$\delta_h \approx \frac{t}{2\tau_1}.$$

Очевидно, что наличие сопротивления потерь r_2 приводит к появлению на выходе скачка напряжения при $t = 0$ и увеличению погрешности интегрирования.

Время интегрирования магнитного интегратора зависит от значения допустимой индукции B_i сердечника, которая определяется по кривой намагничивания (рис. 3-15, а). При малых потерях в сердечнике, полагая $g_2 = 0$, получим дифференциальное уравнение интегратора в виде

$$u_{вх} = ir_1 + w_1 \frac{d\Phi}{dt}.$$

После разделения переменных и интегрирования найдем

$$\int_0^{t_n} u_{вх} dt - r_1 \int_0^{t_n} i dt = w\Phi. \quad (3-70)$$

При ступенчатом изменении входного напряжения $u_{вх} = U_{вх}1(t)$ ток i изменяется по закону

$$i = U_{вх}g_1(1 - e^{-t/\tau_1}). \quad (3-71)$$

Подставляя значение (3-71) и выполняя интегрирование выражения (3-70), найдем

$$U_{вх}\tau_1(1 - e^{-t_n/\tau_1}) = w\Phi.$$

Полагая, что $\Phi = B_i S$, найдем максимальное допустимое значение индукции в сердечнике в виде

$$B_i = U_{вх} \frac{w\mu}{l_{ср}} g_1 (1 - e^{-t_n/\tau}), \quad (3-72)$$

где $L = w^2 S \mu / l_{ср}$ — индуктивность катушки; S — сечение сердечника; μ — магнитная проницаемость сердечника; $l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии в сердечнике.

Время интегрирования до достижения в сердечнике индукции насыщения получим из уравнения (3-72)

$$t_n = \frac{w^2 S \mu}{l_{ср}} g_1 \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{B_i l_{ср}}{U_{вх} w \mu g_1}} \right).$$

Если интегрирование производится трансформатором, вторичная обмотка которого нагружена резистором сопротивлением r_2 (рис. 3-16, а), то, пересчитав сопротивление вторичной обмотки в первичную цепь, перейдем к эквивалентной схеме рис. 3-16, б, в которой

$$r'_2 = r_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2$$

Операторное выражение для напряжения на катушке в эквивалентной схеме (рис. 3-16, б) определим из уравнения

$$U_L(p) \left(g_1 + g'_2 + \frac{1}{pL} \right) = U_{вх}(p) g_1.$$

откуда

$$U_L(p) = U_{вх}(p) \frac{p\tau_1}{1 + p(\tau_1 + \tau'_2)},$$

где $\tau'_2 = L_1 g'_2$.

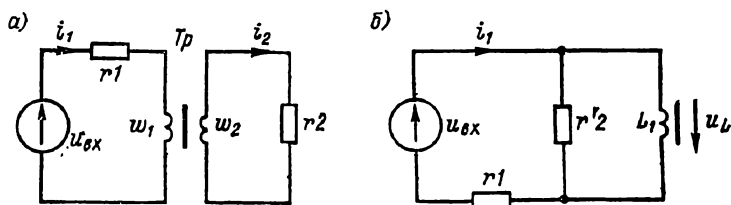


Рис. 3-16. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы трансформаторного интегратора

При ступенчатом изменении входного напряжения напряжение на катушке имеет вид

$$u_L(t) = U_{вх} \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau'_2} e^{-\frac{t}{\tau_1 + \tau'_2}}$$

Это напряжение связано с параметрами сердечника трансформатора соотношением

$$\int_0^{t_H} u_L(t) dt = w_1 \Phi. \quad (3-73)$$

Интегрируя выражение (3-73), получим

$$B_i = U_{вх} \frac{w_1 \mu g_1}{I_{ср}} \left(1 - e^{-\frac{t_H}{L_1 (g_1 + g'_2)}} \right). \quad (3-74)$$

Время интегрирования в соответствии с выражением (3-74) определяется уравнением

$$t_H = \frac{w_1^2 S \mu (g_1 + g'_2)}{I_{ср}} \ln \left(1 - \frac{B_i I_{ср}}{U_{вх} w_1 \mu g_1} \right)^{-1} \quad (3-75)$$

Формула (3-75) позволяет определить время интегрирования магнитного интегратора при условии, что индукция B_i в сердечнике не превышает индукции насыщения B_m . При достижении значения B_m магнитная индукция в сердечнике будет меняться очень мало, как показано на рис. 3-15, а. Это приводит к тому, что ток через обмотку ω_1 будет минимальным в ненасыщенном режиме при $B_i < B_m$ и максимальным в насыщенном режиме при $B_i > B_m$. Резкое увеличение тока в обмотке при переходе сердечника в насыщенное состояние обычно используется для регистрации конца интегрирования. Таким образом, магнитный интегратор с ферромагнитным сердечником может одновременно выполнять функцию пороговой схемы.

Реальные магнитные материалы обладают гистерезисом магнитной характеристики. Для сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса, изображенной на рис. 3-15, б, изменение индукции при изменении тока в обмотке будет происходить по восходящим и нисходящим ветвям, ограниченными значениями индукции насыщения $\pm B_m$. Петля гистерезиса таких сердечников с достаточной для практики точностью аппроксимируется прямыми линиями с резким переходом к насыщенному состоянию.

Основными источниками нестабильности магнитных интеграторов являются температурная зависимость параметров элементов схемы, технологический разброс параметров, изменение параметров во времени и их зависимость от изменения питающих напряжений. Максимальное значение индукции насыщения и минимальное значение коэрцитивной силы имеют ленточные сердечники из железоникелевых сплавов типов 79НМ, 50НП, 34НКМП и др. Эти сердечники имеют высокие температурную и временную стабильности (около 0,06%/К). Ферритовые сердечники подвержены структурному старению, что приводит к изменению магнитных характеристик во времени. Температурная нестабильность ферритовых сердечников больше температурной нестабильности ленточных магнитных сердечников (около 0,3%/К).

3-7. Преобразователи напряжения в частоту с емкостными интеграторами

В преобразователях напряжения в частоту (ПНЧ) с емкостными интеграторами используется автоматический разряд или компенсация накопленного в емкости заряда. Вопросам проектирования и расчета ПНЧ с емкостными интеграторами посвящены работы [3, 6, 8, 12, 14, 19—23, 27]. По принципу действия преобразователи напряжения в частоту можно разделить на четыре группы: 1) ПНЧ с разрядом емкости через ключ; 2) ПНЧ с поочередным интегрированием; 3) ПНЧ с изменением направления интегрирования; 4) ПНЧ с импульсной компенсацией заряда емкости.

Схемы ПНЧ, в которых используется разряд интегрирующей емкости C_n через ключ K_l , показаны на рис. 3-17. В схеме рис. 3-17, а используется простой RC-интегратор, а в схеме рис. 3-17, б — интегратор с операционным усилителем. В процессе заряда интегрирующего конденсатора выходное напряжение изменяется по закону (3-25). В момент времени t_3 напряжение на выходе интегратора достигает уровня E срабатывания пороговой схемы ПС. При этом замыкается ключ K_l и накопительный конденсатор C_n разряжается. Если время разряда интегрирующего конденсатора ничтожно мало, то

$$f_x = U_x / (EC_n r). \quad (3-76)$$

Из формулы (3-76) видно, что погрешность преобразователя с разрядом интегрирующего конденсатора через ключ зависит от нестабильностей уровня срабатывания пороговой схемы и параметров интегрирующей цепи:

$$\delta_f = \delta_E + \delta_c + \delta_r,$$

где δ_E — нестабильность пороговой схемы; δ_c и δ_r — погрешности емкости интегрирующего конденсатора и последовательного резистора, соответственно.

Разряд интегрирующего конденсатора можно производить при помощи ключей на полевых или биполярных транзисторах, динисторах, тиристорах, лавинных транзисторах и других ключевых

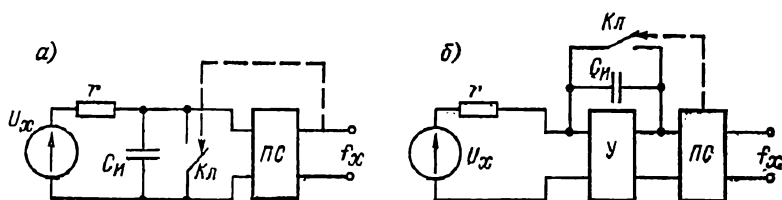


Рис. 3-17. Схемы простого (а) и с операционным усилителем (б) интеграторов с разрядом конденсатора через ключ

элементах. На рис. 3-18 приведены различные схемы ПНЧ с разрядом интегрирующего конденсатора через ключ [39].

На рис. 3-18, а приведена схема ПНЧ с разрядом интегрирующего конденсатора при помощи полевого транзистора. Для преобразования измеряемого напряжения U_x в зарядный ток конденсатора C_n используется токостабилизирующий транзистор $T1$ типа КТ326. Пороговая схема выполнена на компараторе с операционным усилителем $У1$ типа К1УТ402А и ждущим мультивибратором на микросхеме $Э1$ типа К1ЛБ721. Если в результате интегрирования измеряемого напряжения U_x напряжение на инверсном входе компаратора $У1$ становится больше опорного напряжения $E_{оп}$ на неинверсном входе, то изменение полярности выходного напряжения компаратора $У1$ вызывает срабатывание ждущего мультивибратора, выходной импульс которого поступает на затвор ключевого транзистора $T2$ и, открывая его, разряжает интегрирующий конденсатор C_n .

Аналогичная схема с включением интегрирующего конденсатора C_n в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя $У1$ приведена на рис. 3-18, б. Заряд интегрирующего конденсатора производится через резистор $R1$. Пороговая схема построена на усилителе $У1$ и ждущем мультивибраторе $Э1$. Разряд интегрирующего конденсатора C_n производится ключевым полевым транзистором $T1$ типа КП304А, который управляется выходным сигналом пороговой схемы.

Схема ПНЧ с разрядом интегрирующего конденсатора $C_{\text{и}}$ при помощи однопереходного транзистора приведена на рис. 3-18, в. Заряд интегрирующего конденсатора $C_{\text{и}}$ производится через токо-стабилизирующий транзистор $T1$ типа КТ342В. Когда напряжение на конденсаторе $C_{\text{и}}$ достигает напряжения включения транзистора $T2$, происходит разряд конденсатора. Выходные импульсы снимаются с нагрузки $R2$ однопереходного транзистора $T2$.

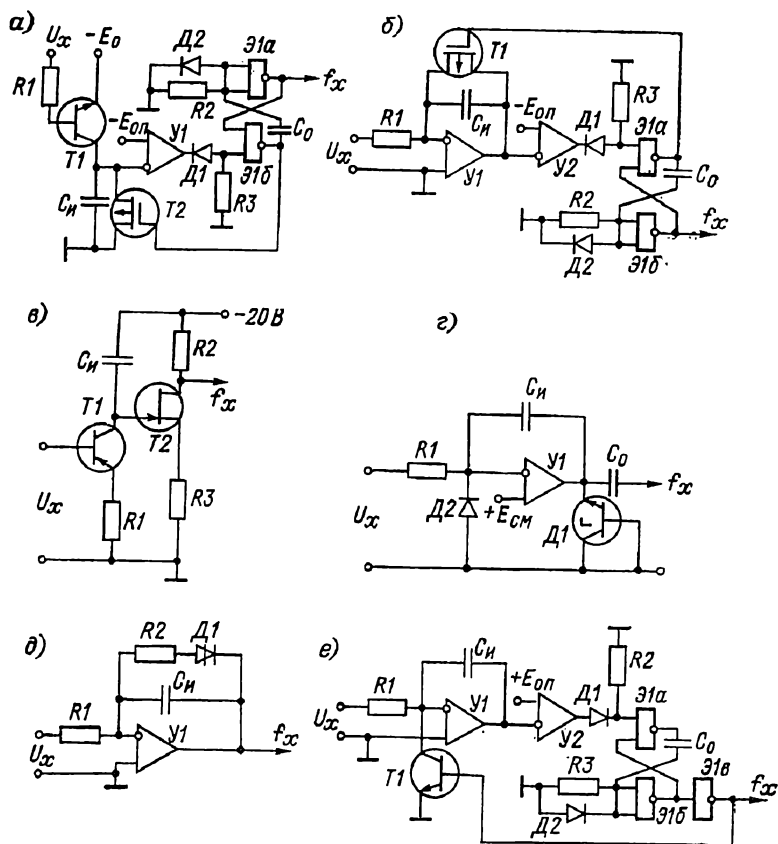


Рис. 3-18. Схемы с разрядом конденсатора через полевой транзистор (а и б), однопереходной транзистор (в), лавинный транзистор (г), диодистор (д) и биполярный транзистор (е)

Разряд интегрирующего конденсатора можно производить при помощи лавинного диода, как показано на рис. 3-18, г. В качестве лавинного диода можно использовать планарный транзистор в инверсном включении с оборванной базой. Удовлетворительные результаты получаются при использовании в качестве лавинного диода $D1$ бескорпусного транзистора типа КТ317Б. Напряжение включения такого лавинного диода составляет 8—9 В, а остаточное

напряжение не превышает 6 В. Выходные импульсы имеют значение около 2 В. Разряд интегрирующего конденсатора $C_{\text{и}}$ при включении лавинного диода $D1$ происходит через диод $D2$ [15].

Такой же простотой отличается схема с разрядом интегрирующего конденсатора $C_{\text{и}}$ через динистор $D1$, как показано на рис. 3-18, *д*. Преимуществом использования динистора является сравнительно малое остаточное напряжение (около 1 В). Однако существующие динисторы имеют достаточно большой ток утечки и плохие частотные свойства, поэтому верхняя рабочая частота ПНЧ с динистором не превышает 5 кГц.

Схема с разрядом интегрирующего конденсатора $C_{\text{и}}$ при помощи биполярного транзистора приведена на рис. 3-18, *е*. В качестве интегратора использован операционный усилитель $У1$ типа К1УТ402А с интегрирующим конденсатором $C_{\text{и}}$ в цепи отрицательной обратной связи. Пороговая схема построена на компараторе $У2$ и ждущем мультивибраторе на микросхеме $Э1$ типа К1ЛБ553.

Схемы ПНЧ с разрядом интегрирующего конденсатора через ключ сравнительно простые, однако они имеют значительную погрешность преобразования, обусловленную конечным временем разряда интегрирующего конденсатора и утечки разомкнутого ключа. Практически разряд интегрирующего конденсатора $C_{\text{и}}$ при замыкании ключа $K_{\text{л}}$ происходит за время $t_{\text{р}}$, которое определяется временем абсорбции интегрирующего конденсатора $C_{\text{и}}$, сопротивлением замкнутого ключа, временем его срабатывания и рядом других причин.

Для компенсации погрешности, обусловленной временем разряда интегрирующего конденсатора, можно последовательно с интегрирующим конденсатором ввести резистор $r_{\text{з}}$, как показано на рис. 3-19, *а*. Период выходного напряжения ПНЧ определяется суммой времени $t_{\text{з}}$ заряда и времени $t_{\text{р}}$ разряда интегрирующего конденсатора [40]:

$$T = t_{\text{з}} + t_{\text{р}}. \quad (3-77)$$

Частота выходных импульсов ПНЧ в соответствии с (3-77) определяется выражением

$$f = \frac{1}{t_{\text{з}} + t_{\text{р}}}.$$

Если выполняется условие $t_{\text{р}} \ll t_{\text{з}}$, то разложением в ряд Тейлора это выражение приводится к виду

$$f = \frac{1}{t_{\text{з}}} (1 - \delta_{\text{р}}), \quad (3-78)$$

где $\delta_{\text{р}} = t_{\text{р}}/t_{\text{з}}$ — погрешность, вносимая временем разряда конденсатора $c_{\text{и}}$.

Выходное напряжение интегрирующей цепи при постоянстве зарядного тока i_3 определяется формулой

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{C_{\text{н}}} \int i_3 dt + i_3 r_3 = i_3 r_3 + \frac{i_3 t}{C_{\text{н}}} + U_{c \text{ мин}}, \quad (3-79)$$

где $U_{c \text{ мин}}$ — минимальное остаточное напряжение на конденсаторе.

Из выражения (3-79) можно определить время заряда конденсатора до уровня $u_{\text{вых}} = U_0$ срабатывания пороговой схемы

$$t_3 = \frac{(U_0 - U_{c \text{ мин}} - r_3 i_3) C_{\text{н}}}{i_3}. \quad (3-80)$$

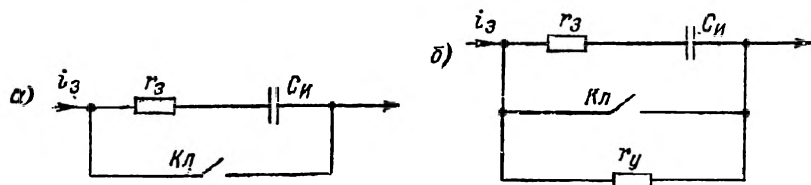


Рис. 3-19. Схема коррекции интегрирующей цепи (а) и учет утечки (б)

Частота выходных импульсов ПНЧ в соответствии с формулой (3-80) определяется выражением

$$f = \left[\frac{C_{\text{н}} (U_0 - U_{c \text{ мин}})}{i_3} - r_3 C_{\text{н}} + t_p \right]^{-1}$$

Если выбрать сопротивление r_3 из условия $t_p = r_3 C_{\text{н}}$, то частота выходных импульсов ПНЧ прямо пропорциональна измеряемому напряжению

$$f = \frac{U_x}{R_1} \frac{1}{C_{\text{н}} (U_0 - U_{c \text{ мин}})}. \quad (3-81)$$

Погрешность ПНЧ с закорачиванием интегрирующего конденсатора $C_{\text{н}}$ существенно зависит от утечек интегрирующего конденсатора $C_{\text{н}}$ и разомкнутого ключа Кл . Схема интегрирующей цепи с учетом сопротивления утечки r_y показана на рис. 3-19, б. Напряжение интегрирующей цепи при заряде ее постоянным током i_3 определяется формулой

$$u_{\text{вых}} = i_3 r_3 + i_3 r_y (1 - e^{-t/(r_y C_{\text{н}})}). \quad (3-82)$$

Из выражения (3-82) можно определить время заряда конденсатора до уровня U_0 срабатывания пороговой схемы

$$t_3 = -r_y C_{\text{н}} \ln \left[1 - \frac{1}{r_y} \left(\frac{U_0}{i_3} - r_3 \right) \right]. \quad (3-83)$$

При достаточно большом сопротивлении утечки выполняется условие $\frac{1}{r_y} \left(\frac{U_0}{i_3} - r_3 \right) \ll 1$, и из выражения (3-83) после разложения $\ln(1-x)$ в ряд Тейлора получаем

$$t_3 \approx C_{II} \left(\frac{U_0}{i_3} - r_3 \right) \left[1 + \frac{1}{2r_y} \left(\frac{U_0}{i_3} - r_3 \right) \right].$$

Период выходных импульсов ПНЧ определим с учетом значения $t_p = C_{II} r_3$:

$$T = t_3 + t_p = \frac{U_0 C_{II}}{i_3} \left[1 + \frac{i_3}{2U_0 r_y} \left(\frac{U_0}{i_3} - r_3 \right)^2 \right]. \quad (3-84)$$

Частота выходных импульсов ПНЧ в соответствии с выражением (3-84) определяется формулой

$$f = \frac{i_3}{U_0 C_{II}} \left[1 + \frac{i_3}{2U_0 r_y} \left(\frac{U_0}{i_3} - r_3 \right)^2 \right]^{-1} \approx \frac{i_3}{U_0 C_{II}} (1 - \delta_y), \quad (3-85)$$

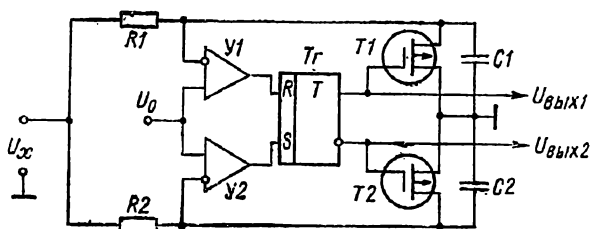


Рис. 3-20. Схема преобразователя с поочередным интегрированием

где $\delta_y = \frac{i_3}{2U_0 r_y} \left(\frac{U_0}{i_3} - r_3 \right)^2$ — погрешность линейности, обусловленная сопротивлением утечки.

При достаточно малом сопротивлении зарядной цепи ($r_3 \ll U_0/i_3$) погрешность, обусловленная сопротивлением утечки, возрастает с уменьшением зарядного тока i_3 и увеличением уровня срабатывания пороговой схемы:

$$\delta_y \approx \frac{U_0}{2i_3 r_y}.$$

С целью исключения погрешности, вносимой временем разряда интегрирующего конденсатора, применяются ПНЧ с поочередным интегрированием измеряемого напряжения. В таких преобразователях измеряемое напряжение U_x подводится к двум поочередно работающим интеграторам, как показано на рис. 3-20. Интеграторы выполнены на элементах $R1$, $C1$ и $R2$, $C2$. Разряд интегрирующих конденсаторов $C1$ и $C2$ осуществляется при помощи полевых транзисторов $T1$ и $T2$ типа КП304А, управляемых триггером Tg , выполненным на интегральной микросхеме типа К1ТР721. Переключение триггера Tg производится в моменты совпадения выходных

напряжений интеграторов с опорным напряжением U_0 выходными сигналами компараторов $У1, У2$, выполненных на операционных усилителях типа К1УТ402А.

В результате поочередного переключения интеграторов на выходе образуется последовательность импульсов, частота которых пропорциональна измеряемому напряжению U_x . Если заряд интегрирующего конденсатора $C1$ осуществляется постоянным током $I_1 = U_x/R_1$, то время, в течение которого напряжение на входе компаратора $У1$ достигнет значения U_0 , определяется выражением

$$t_1 = \tau_1 \frac{U_0}{U_x},$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$ — постоянная времени первого интегратора.

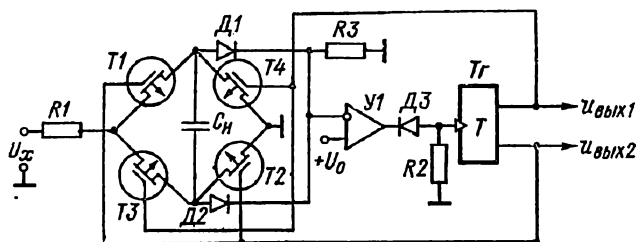


Рис. 3-21. Схема преобразователя с изменением направления интегрирования

Аналогично время, за которое происходит заряд конденсатора $C2$ до напряжения U_0 ,

$$t_2 = \tau_2 \frac{U_0}{U_x},$$

где $\tau_2 = R_2 C_2$ — постоянная времени второго интегратора.

Частота выходных импульсов ПНЧ пропорциональна измеряемому напряжению:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = U_x \frac{1}{U_0 (\tau_1 + \tau_2)},$$

или при $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ получим $f = U_x / (2\tau U_0)$.

Погрешность линейности такого преобразователя определяется изменением зарядного тока интегратора и временем срабатывания компараторов, триггера и ключевых транзисторов. Погрешность преобразователя, вносимую изменением зарядного тока интегратора, можно определить, если учесть закон изменения его выходного напряжения

$$u_{c1} = U_x (1 - e^{-t/\tau_1}).$$

Время заряда конденсатора $C1$ до напряжения U_0

$$t_1 = -\tau_1 \ln(1 - a),$$

где $a = U_0 / U_x < 1$.

После срабатывания компаратора $У1$ в течение времени

$$t_2 = -\tau_2 \ln(1-a)$$

происходит заряд конденсатора C_2 .

Частота выходных импульсов $ПНЧ$ с учетом нелинейности интегратора определяется выражением

$$f = \frac{1}{(\tau_1 + \tau_2) \ln(1-a)}. \quad (3-86)$$

Разлагая в выражении (3-86) $\ln(1-a)$ в ряд Тейлора и ограничиваясь двумя членами ряда, получим

$$f \approx \frac{U_x}{U_0(\tau_1 + \tau_2) \left(1 + \frac{a}{2}\right)} \approx \frac{U_x}{U_0(\tau_1 + \tau_2)} (1 - \delta_{л}), \quad (3-87)$$

где $\delta_{л} = U_0/(2U_x)$ — погрешность линейности преобразования.

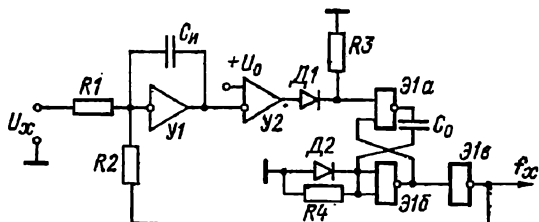


Рис. 3-22. Схема преобразователя с импульсной обратной связью

Для снижения погрешности $\delta_{л}$ целесообразно заряд интегрирующего конденсатора $C_{н}$ производить через токостабилизирующий транзистор, как показано на рис. 3-18, а.

Схема $ПНЧ$ с изменением направления интегрирования приведена на рис. 3-21. Измеряемое напряжение U_x через замкнутые ключи на транзисторах $T1, T2$ типа КП304А заряжает интегрирующий конденсатор $C_{н}$. Выходное напряжение интегратора через диод $D1$ подводится к входу компаратора $У1$. Когда напряжение на интегрирующем конденсаторе $C_{н}$ достигает значения опорного напряжения U_0 , компаратор срабатывает и на его выходе появляется отрицательный импульс, который через диод $D3$ поступает на счетный вход триггера $T3$ типа К1ТР721.

В результате изменения состояния триггера $T3$ ключи на транзисторах $T1, T2$ размыкаются, а ключи на транзисторах $T3, T4$ замыкаются, диоды $D1, D2$ запираются, а компаратор $У1$ возвращается в исходное состояние. Перезаряд конденсатора $C_{н}$ от источника измеряемого напряжения U_x продолжается до тех пор, пока напряжение на нем снова не станет равным напряжению срабатывания компаратора $У1$. Таким образом, в $ПНЧ$ с переключе-

нием направления интегрирования интегрирующий конденсатор $C_{\text{н}}$ заряжается от напряжения $-U_0$ до напряжения $+U_0$.

При постоянном зарядном токе интегратора время полного перезаряда интегрирующего конденсатора

$$t = \tau \frac{2U_0}{U_x},$$

где $\tau = R_1 C_{\text{н}}$ — постоянная времени интегрирующей цепи.

Частота выходных импульсов ПНЧ пропорциональна измеряемому напряжению:

$$f = \frac{1}{t} = \frac{U_x}{2\tau U_0}. \quad (3-88)$$

Погрешность линейности ПНЧ с изменением направления интегрирования можно определить по формуле (3-87).

Наиболее широкое распространение в ИЦВ получила схема ПНЧ с импульсной обратной связью. На рис. 3-22 приведена простая схема [35] ПНЧ с импульсной обратной связью. Интегрирование измеряемого напряжения U_x осуществляется путем заряда конденсатора $C_{\text{н}}$, включенного в цепь обратной связи операционного усилителя У1 типа К1УТ402А. При большом коэффициенте усиления операционного усилителя выходное напряжение интегратора

$$u_1 = \frac{1}{R_1 C_{\text{н}}} \int_0^t U_x dt = \frac{U_x t}{R_1 C_{\text{н}}} + U_{c0},$$

где U_{c0} — начальное напряжение на интегрирующем конденсаторе.

При $u_1 = U_0$ напряжение на конденсаторе достигает уровня срабатывания пороговой схемы на компараторе У2:

$$U_0 = \frac{U_x t_a}{R_1 C_{\text{н}}} + U_{c0}, \quad (3-89)$$

гдк t_a — время заряда конденсатора $C_{\text{н}}$ до напряжения U_0 .

В результате срабатывания пороговой схемы импульсный генератор, построенный по схеме ждущего мультивибратора на микросхеме Э1 типа К1ЛБ554, вырабатывает разрядный импульс тока определенного значения: $I_p = E_0/R_2$, и длительности t_p , снимающий заряд с интегрирующего конденсатора. В конце цикла разряда напряжение на конденсаторе достигает значения

$$U_{c0} = U_0 - \left(\frac{E_0}{R_2 C_{\text{н}}} - \frac{U_x}{R_1 C_{\text{н}}} \right) t_p,$$

где E_0 — амплитуда разрядного импульса.

Интервал времени t_3 , определяющий продолжительность заряда конденсатора C_n до уровня срабатывания пороговой схемы, в соответствии с (3-89) можно записать следующим образом:

$$t_3 = \frac{U_0 - U_{c0}}{U_x} R_1 C_n = t_p \left(\frac{E_0 R_1}{U_x R_2} - 1 \right). \quad (3-90)$$

Частота выходных импульсов ПНЧ может быть определена из выражения (3-90):

$$f = \frac{1}{t_3 + t_p} = \frac{U_x R_2}{E_0 R_1 t_p}.$$

Несомненным преимуществом ПНЧ с импульсной обратной связью является зависимость погрешности преобразования только от параметров E_0 , t_p разрядного импульса и отношения R_2/R_1 . Изменение уровня опорного напряжения сравнительно слабо влияет на погрешность преобразователя [27].

Так как отношение сопротивлений R_2/R_1 может быть выдержано достаточно точно, то для снижения погрешности в ПНЧ с импульсной обратной связью применяются специальные генераторы, обеспечивающие точное формирование разрядного импульса. Различные способы формирования точного разрядного импульса рассмотрены в работе [26].

3-8. Преобразователи напряжения в частоту с магнитными интеграторами

Магнитные интеграторы можно использовать при построении схем ПНЧ без применения дополнительных преобразователей напряжения в ток, которые необходимы при использовании емкостных интеграторов. По принципу действия ПНЧ с магнитными интеграторами можно, так же как и ПНЧ с емкостными интеграторами, разделить на четыре группы: 1) ПНЧ с прерыванием тока в катушке при помощи ключа; 2) ПНЧ с поочередным интегрированием напряжения; 3) ПНЧ с перемагничиванием сердечника; 4) ПНЧ с импульсной компенсацией магнитного потока катушки.

Схемы ПНЧ с прерыванием тока в катушке не получили широкого распространения на практике, несмотря на то, что они достаточно просты и могут работать в широком диапазоне измеряемых напряжений. Простая схема ПНЧ с прерыванием тока в катушке приведена на рис. 3-23, а. Измеряемое напряжение U_x подводится через замкнутый ключ на транзисторе $T1$ к катушке L . Ток, протекающий по катушке L , преобразуется усилителем $У$ в выходное напряжение

$$u_1 = \frac{R_1}{L} \int_0^t u_x dt = \frac{R_1 U_x t}{L} + i_{L0} R_1,$$

которое управляет пороговой схемой *ПС*. Когда выходное напряжение u_1 усилителя *У* становится равным опорному напряжению $U_{оп}$, схема *ПС* размыкает ключ на транзисторе *Т1*, и энергия магнитного поля, запасенная в сердечнике катушки *L*, расходуется в шунтирующем диоде *Д*. Ток в катушке становится равным нулю, и пороговая схема *ПС* возвращается в исходное состояние. В результате замыкания ключа на транзисторе *Т1* начинается новый цикл интегрирования измеряемого напряжения U_x .

Основная погрешность такой схемы *ПНЧ* обусловлена временем разряда катушки через шунтирующий диод *Д* и начальным током i_{L0} в катушке *L*. Диод *Д* также защищает усилитель тока от возможных перенапряжений при размыкании ключа на транзисторе *Т1*.

Схема *ПНЧ* с поочередным интегрированием измеряемого напряжения состоит из двух интеграторов, построенных по схеме рис. 3-23, *а*. Две интегрирующие катушки L_1 и L_2 поочередно подключаются к источнику измеряемого напряжения U_x , а выходные токи катушек поступают в усилители, которые управляют триггером, осуществляющим переключение катушек. Применение двух поочередно работающих интеграторов снижает погрешность, обусловленную конечным временем разряда.

Наиболее широкое распространение на практике получили схемы *ПНЧ* с перемагничиванием сердечника. Имеется много разновидностей таких *ПНЧ*, рассмотренных в работах [21, 26]. Простейшая схема *ПНЧ* с перемагничиванием сердечника представляет собой магнитный мультивибратор, или генератор Роера (рис. 3-23, *б*). Измеряемое напряжение U_x через поочередно замыкаемые ключи на транзисторах *Т1* и *Т2* подводится к интегрирующим катушкам w_1 и w_2 , имеющим общий магнитный поток. Время, за которое через замкнутый ключ *Т1* происходит намагничивание сердечника при изменении в нем индукции от значения $-B_m$ до $+B_m$, в соответствии с формулой (3-75) определяется выражением

$$t_1 = 2 \frac{w_1 S B_m}{U_x}.$$

В результате насыщения сердечника током, протекающим по обмотке w_1 , напряжение на управляющей обмотке w_{61} становится равным нулю, ключ на транзисторе *Т1* размыкается, а ключ на транзисторе *Т2* замыкается и начинается перемагничивание сердечника током, протекающим по обмотке w_2 . Время, за которое происходит полное перемагничивание сердечника от значения $+B_m$ до $-B_m$, определяется формулой (3-75):

$$t_2 = 2 \frac{w_2 S B_m}{U_x}.$$

Частота выходных импульсов *ПНЧ* определяется соотношением

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{U_x}{2S B_m (w_1 + w_2)} \quad (3-91)$$

Изменяя соотношение числа витков обмоток ω_1 и ω_2 , можно изменять крутизну преобразования и длительности импульсов. Верхний частотный предел ПНЧ с магнитным интегратором определяется частотными свойствами сердечника. Применение ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса позволяет установить максимальную частоту генерации ПНЧ около 1 МГц.

Схема ПНЧ с импульсной компенсацией магнитного потока катушки приведена на рис. 3-24. Измеряемое напряжение U_x подводится к интегрирующей катушке индуктивности L . Ток, протекающий по катушке, поступает в усилитель тока У1, выходное напряжение которого подводится к компаратору У2. Когда выходное напряжение усилителя

тока У1 достигает опорного напряжения U_0 , компаратор У2 запускает импульсный генератор на логических микросхемах Э1а—Э1в. При поступлении импульса обратной связи в компенсирующую катушку L_k ток в катушке индуктивности L уменьшается и компаратор У2 возвращается в исходное состояние. Частота импульсов обратной связи пропорциональна измеряемому напряжению U_x [15].

Рассмотрим процесс преобразования измеряемого напряжения более подробно. Ток в катушке L определяется выражением

$$i = \frac{1}{L} \int_0^t u_x(t) dt + i_{L0} = \frac{U_x}{L} t + i_{L0},$$

где $0 < t < t_0$ — время, в течение которого в катушке индуктивности происходит накопление энергии магнитного поля от тока, создаваемого измеряемым напряжением U_x ; i_{L0} — начальное значение тока в катушке; \bar{U}_x — среднее значение измеряемого напряжения на интервале времени t .

При $t = t_0$ ток в катушке индуктивности L достигает значения

$$I_n = \frac{U_0}{R_0},$$

при котором выходное напряжение усилителя тока У1 становится равным опорному напряжению U_0 компаратора У2:

$$\frac{U_0}{R_0} = \frac{\bar{U}_x}{L} t_0 + i_{L0}. \quad (3-92)$$

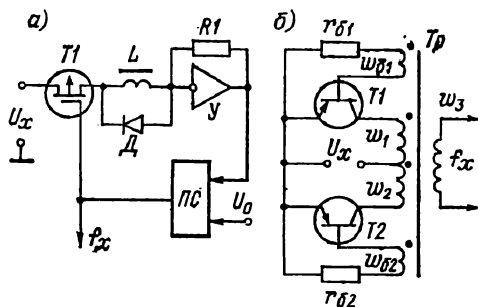


Рис. 3-23. Схемы магнитных преобразователей с прерыванием тока (а) и с изменением направления интегрирования (б)

В результате срабатывания компаратора У2 импульсный генератор вырабатывает импульс обратной связи определенного значения U_n и длительности t_n , компенсирующий магнитный поток в катушке L . В конце импульса компенсации ток в катушке индуктивности L достигает значения

$$i_{L0} = \frac{U_0}{R_0} - \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0+t_n} (u_x + U_n) dt = \frac{U_0}{R_0} - \frac{\bar{U}_x - U_n}{L} t_n. \quad (3-93)$$

Интервал времени t_0 , определяющий продолжительность интегрирования измеряемого напряжения U_x до уровня срабатывания пороговой схемы, в соответствии с формулой (3-92) можно определить из выражения

$$t_0 = \left(\frac{U_0}{R_0} - i_{L0} \right) \frac{L}{\bar{U}_x}.$$

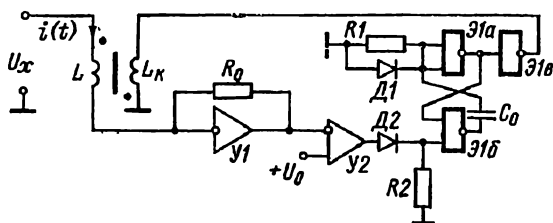


Рис. 3-24. Схема магнитного преобразователя с импульсной обратной связью

Используя значение (3-93), получаем

$$t_0 = \frac{U_n - \bar{U}_x}{\bar{U}_x} t_n. \quad (3-94)$$

Частота выходных импульсов ПНЧ определяется из выражения (3-94):

$$f = \frac{1}{t_0 + t_n} = \frac{\bar{U}_x}{U_n t_n} = \frac{\bar{U}_x}{Q_n}, \quad (3-95)$$

где Q_n — вольт-секундная площадь импульсов обратной связи.

Выражение (3-95) показывает, что параметры ПНЧ с импульсной компенсацией магнитного потока катушки в основном зависят от параметров цепи обратной связи. Максимальная выходная частота ПНЧ определяется длительностью импульса обратной связи $f_m = 1/t_n$. Некоторое ухудшение характеристик ПНЧ с магнитными интеграторами обусловлено потерями в сердечнике и активным сопротивлением интегрирующей катушки.

3-9. Преобразователи напряжения во временной интервал с емкостными интеграторами

Преобразователи напряжения во временной интервал (*ПНВ*) можно разделить на две группы: циклические и ациклические. К циклическим относятся широтно-импульсные *ПНВ*, выходной сигнал которых имеет постоянный период и ширину импульсов, пропорциональную измеряемому напряжению U_x . Постоянный период широтно-импульсных *ПНВ* может обеспечиваться тактовым генератором. К ациклическим относятся *ПНВ*, выходной сигнал которых может быть непериодическим, а длительность импульсов пропорциональна измеряемому напряжению. Такие *ПНВ* могут

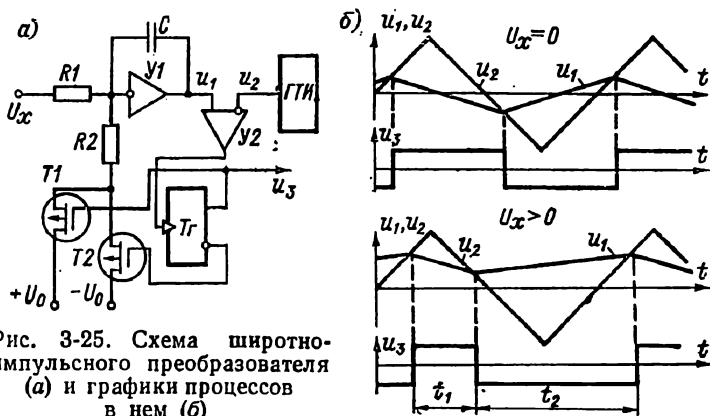


Рис. 3-25. Схема широтно-импульсного преобразователя (а) и графики процессов в нем (б)

работать в режиме однократного преобразования, а при наличии тактового генератора — в периодическом режиме.

Схема широтно-импульсного *ПНВ* с генератором тактовых импульсов треугольной формы приведена на рис. 3-25, а, а графики напряжений в различных точках схемы — на рис. 3-25, б [25].

Выходное напряжение u_1 интегрирующего усилителя $Y1$, пропорциональное интегралу от суммы входного напряжения U_x и опорного напряжения $\pm U_0$, поступает на компаратор $Y2$. С другой стороны к компаратору $Y2$ подводится напряжение u_2 тактовых импульсов треугольной формы. Когда напряжение u_2 становится равным выходному напряжению u_1 интегратора, компаратор $Y2$ вырабатывает сигнал, который переключает триггер T_2 и с помощью ключей на транзисторах $T1$ и $T2$ коммутирует полярность опорного напряжения U_0 .

Соотношение между временем подключения опорного напряжения U_0 разной полярности и входным напряжением U_x определяется выражением

$$\left(\frac{U_x - U_0}{CR_1} - \frac{U_0}{CR_2}\right) t_1 = -\left(\frac{U_x}{CR_1} + \frac{U_0}{CR_2}\right) t_2,$$

откуда находим

$$U_x = U_0 \frac{R_1}{R_2} \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2}.$$

где t_1 и t_2 — соответственно время подключения источников $+U_0$ и $-U_0$. Погрешность такого ПНВ в основном зависит от нестабильности источника опорного напряжения U_0 . Ошибки измерения временных интервалов t_1 и t_2 взаимно компенсируются, а нестабильности сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$, амплитуды тактовых импульсов и емкости интегратора слабо влияют на погрешность преобразования.

Возможно построение схем широтно-импульсных ПНВ с самовозбуждением. На рис. 3-26, а приведена схема широтно-импульс-

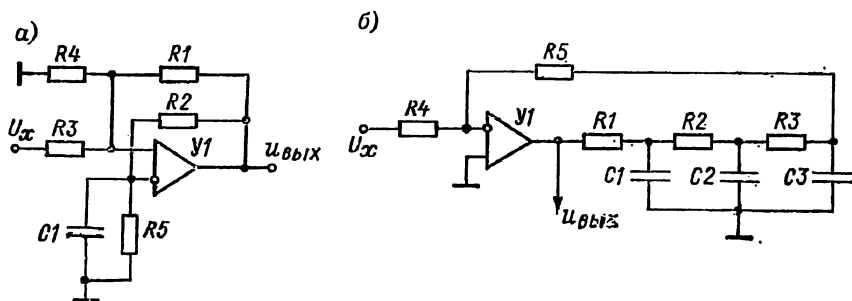


Рис. 3-26. Схемы широтно-импульсных преобразователей с самовозбуждением с запаздывающей обратной связью (а) и с фазовращающей цепью (б)

ного ПНВ на дифференциальном усилителе с запаздывающей обратной связью. При $U_x = 0$ ПНВ работает в автоколебательном режиме с частотой, определяемой параметрами схемы. Автоколебательный режим обеспечивается глубокой положительной обратной связью через резисторы $R1$, $R3$, $R4$ и интегрирующей цепью $R2$, $R5$, $C1$ отрицательной обратной связи.

Выбором параметров цепей обратной связи можно обеспечить равенство длительностей положительных и отрицательных импульсов выходного напряжения. При положительном значении измеряемого напряжения U_x длительность положительного импульса выходного напряжения будет больше отрицательного. Достаточно большое положительное напряжение U_x выводит усилитель из автоколебательного режима, и он остается в насыщенном состоянии с положительным выходным напряжением. При отрицательном значении напряжения U_x длительность положительного импульса выходного напряжения уменьшается [23].

Другая схема широтно-импульсного ПНВ с частотно-зависимой цепью отрицательной обратной связи приведена на рис. 3-26, б. Возбуждение схемы обеспечивается интегрирующей цепью $R1-R3$ $C1-C3$. При отсутствии измеряемого напряжения U_x длительно-

сти t_1 и t_2 положительного и отрицательного импульсов выходного напряжения одинаковы. Разность длительностей t_1 и t_2 пропорциональна значению измеряемого напряжения U_x [56]:

$$\Delta t = t_1 - t_2 = kU_x.$$

К недостаткам схем широтно-импульсных ПНВ с самовозбуждением относятся: зависимость частоты выходных импульсов от измеряемого напряжения, сравнительно небольшой динамический диапазон и значительная погрешность нелинейности преобразования.

К ациклическим относятся ПНВ с разрядом интегрирующего конденсатора от источника постоянного тока. Две схемы ациклических ПНВ с разрядом конденсатора от источника постоянного

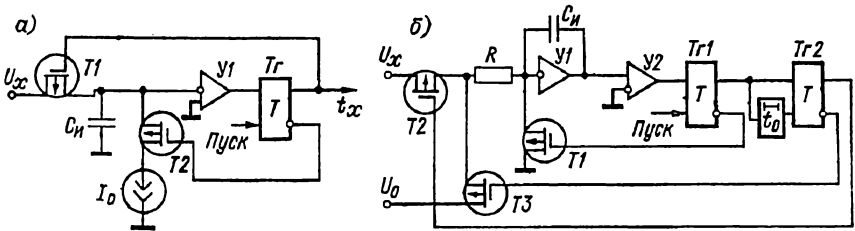


Рис. 3-27. Схема время-импульсного преобразователя с разрядом от источника тока (а) и схема двойного интегрирования (б)

тока приведены на рис. 3-27. На схеме рис. 3-27, а интегрирующий конденсатор C_n в исходном состоянии через размыкающий ключ на транзисторе $T1$ заряжен до напряжения U_x . По сигналу «Пуск» триггер T_2 устанавливается в состояние, при котором ключ на транзисторе $T1$ размыкается, а ключ на транзисторе $T2$ замыкается. Начинается разряд интегрирующего конденсатора от источника постоянного тока I_0 . Когда напряжение на конденсаторе C_n достигает уровня срабатывания компаратора $U1$, триггер T_2 возвращается в исходное состояние, интегрирующий конденсатор подключается к источнику U_x и процесс преобразования заканчивается.

Время от момента поступления импульса запуска до возвращения триггера T_2 в исходное состояние можно определить из уравнения

$$U_x - \frac{1}{C_n} \int_0^{t_x} I_0 dt = 0,$$

откуда следует, что $t_x = U_x C_n / I_0$. Погрешность такого ПНВ определяется нестабильностями разрядного тока I_0 и интегрирующего конденсатора C_n . На погрешность влияет саморазряд конденсатора через утечку ключей.

Схема, изображенная на рис. 3-27, б, относится к ПНВ двухтактного интегрирования. При поступлении сигнала «Пуск» через размыкающий ключ на транзисторе $T2$ в течение времени t_0 производится интегрирование напряжения U_x . После этого в течение времени t_x происходит разряд конденсатора C_n от источника напряжения U_0 . Время разряда конденсатора C_n определяется зависимостью $t_x = U_x t_0 / U_0$ [24, 36].

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

СХЕМЫ И КОНСТРУКЦИИ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

4-1. Особенности схем и конструкций интегрирующих цифровых вольтметров

Интегрирующие цифровые вольтметры ввиду присущих им особенностей широко применяются при измерении малых постоянных и переменных напряжений или токов в системах сбора информации. Для измерения переменных напряжений в них вводятся преобразователи, выходной сигнал которых пропорционален действующему или средневыпрямленному значениям переменного напряжения. Если ИЦВ используются для измерения тока, то применяются специальные входные устройства — шунты или автокомпенсаторы тока [1, 2]. В некоторых приборах предусматривается возможность измерения сопротивлений, и для этого в них вводится преобразователь сопротивления в пропорциональное значение постоянного напряжения.

Для ослабления помех общего вида, которые обычно возникают в дистанционных системах сбора информации, большинство выпускаемых отечественными и зарубежными фирмами ИЦВ имеют изолированную от корпуса прибора входную часть, заключенную в защитный экран. В результате при правильном подключении источника сигнала к входным зажимам прибора влияние источника синфазной помехи общего вида постоянного или переменного напряжения в значительной мере ослабляется. Если не принимать мер предосторожностей (§ 2-2), то источник помехи общего вида вызывает нежелательные токи через внутреннее сопротивление источника сигнала, внося ошибки в результат измерения. Для устранения этих ошибок обычно разрывают цепь паразитного тока при помощи защитного экрана.

На рис. 4-1, а показано включение незащищенного ИЦВ к заземленному несимметричному источнику сигнала. В этом случае источник помехи общего вида U_0 приводит к возникновению токов помехи через резисторы $r1$, $r2$ и конденсатор $C1$. (Сопротивления

резисторов r_3 и r_4 экрана кабеля и цепи заземления обычно достаточно малы и не влияют на работу цепи.)

Ток от источника помехи общего вида, протекая через резистор r_1 и конденсатор C_1 , создает на входе прибора помеху, значение которой определяется выражением (C_1 — емкость источника питания на землю)

$$U_n \approx \frac{U_0}{\sqrt{r_1^2 + (\omega C_1)^2}} r_1 \approx U_0 \omega C_1 r_1.$$

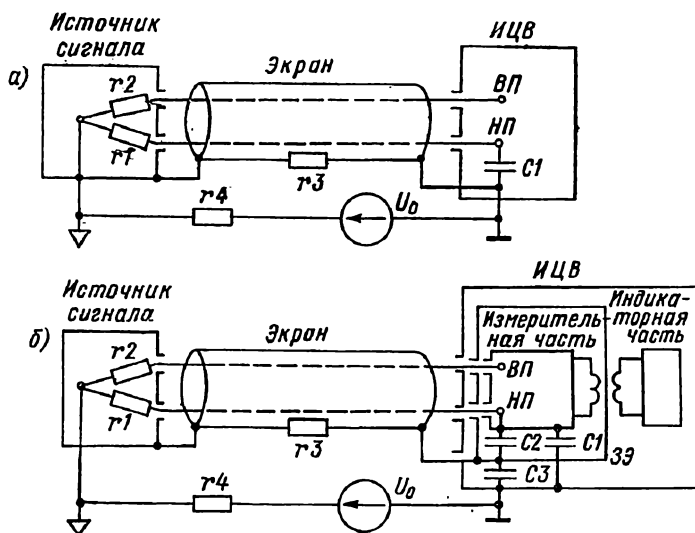


Рис. 4-1. Включение незащищенного (а) и защищенного (б) вольтметра к несимметричному источнику

При типовых значениях $r_1 = 1$ кОм и $C_1 = 0,1$ мкФ на частоте 50 Гц коэффициент ослабления помехи общего вида имеет предельное значение $CMR = 29$ дБ.

Влияние помехи общего вида сводят к минимуму включением защитного экрана, как показано на рис. 4-1, б. При этом цепь протекания тока помехи разрывается защитным экраном, который изолирует входную часть прибора от корпуса. Емкость входной части на корпус прибора в этом случае может быть сделана достаточно малой 10—20 пФ. При этом ослабление помехи общего вида на частоте 50 Гц увеличивается до 100—120 дБ.

На рис. 4-2, а показано устройство входного кабеля прибора с защитным экраном, а на рис. 4-2, б приведена конструкция входного разъема. Кабель прибора с защитным экраном состоит из двух проводов — высокопотенциального (ВП) и низкопотенциального (НП), заключенных в защитный экран (ЗЭ), изолированный от кор-

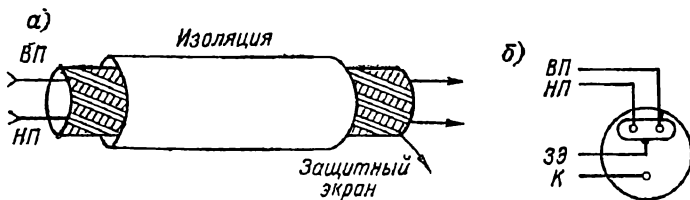


Рис. 4-2. Устройство входного кабеля (а) и разъема (б) защищенного вольтметра

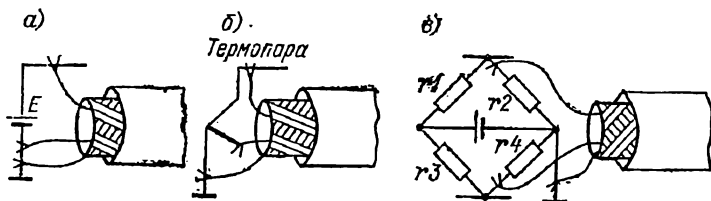


Рис. 4-3. Подключение защищенного вольтметра к заземленному источнику (а), заземленной термопаре (б) и термисторному мосту (в)

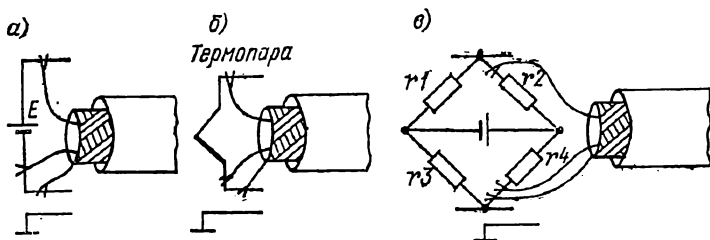


Рис. 4-4. Подключение защищенного вольтметра к незаземленному источнику (а), термопаре (б) и термисторному мосту (в)

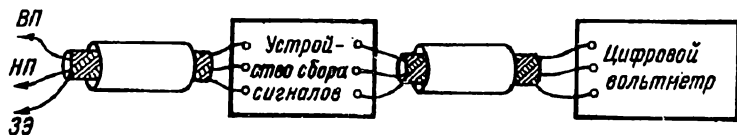


Рис. 4-5. Включение защищенного вольтметра в информационную систему

пуса (K) прибора. В этом случае подключение источника сигнала к прибору производится при помощи трех проводов (трехпроводная система).

Способы подключения трехпроводного кабеля к заземленному источнику напряжения, термопаре и термисторному мосту приведены на рис. 4-3. Если источник сигнала не имеет заземления, то включение защитного экрана (ЗЭ) производится, как показано на рис. 4-4. Подключение ИЦВ с защитным экраном к устройству сбора сигналов в информационно-измерительной системе приведено на рис. 4-5.

Помехи, приведенные к входу прибора, ослабляются за счет интегрирующего принципа действия АЦП. Так, если ослабление помех нормального вида равно 60 дБ, то полное ослабление помехи общего вида составляет 160—180 дБ. Однако такое ослабление будет только в том случае, когда полное значение входного напряжения прибора не превышает динамического диапазона входного устройства. При превышении динамического диапазона входного устройства погрешность измерения резко увеличивается.

Очевидно, что с увеличением измеряемого напряжения на входе прибора уменьшается допустимое значение напряжения помехи общего вида. Кроме того, при заданном коэффициенте ослабления SMR помехи общего вида напряжение ошибки, приведенное к входу прибора, увеличивается с увеличением напряжения помехи. Определение допустимого напряжения помехи общего вида по известным значениям коэффициента ослабления SMR и допустимой ошибке Δu_n можно производить по номограмме рис. 4-6.

При измерении напряжений от источников, внутреннее сопротивление которых достаточно велико, возникает дополнительная погрешность, обусловленная конечным значением входного сопротивления прибора. Эту погрешность можно определить по номограмме рис. 4-7.

ИЦВ эффективно ослабляют помехи нормального вида, наложенные на измеряемое постоянное напряжение, при условии, что полное значение входного напряжения не превышает динамического диапазона входного устройства. На рис. 4-8 показана зависимость коэффициента ослабления от частоты помехи нормального вида при различном значении времени интегрирования. Ослабление помехи увеличивается до 20 дБ при увеличении частоты в 10 раз (6 дБ на октаву). Резкое увеличение ослабления помехи наблюдается при кратном отношении времени интегрирования к периоду помехи [54].

Так как ослабление помехи нормального вида зависит от времени интегрирования, то в ИЦВ обычно вводятся устройства, позволяющие регулировать время интегрирования и устанавливать оптимальные соотношения между быстродействием прибора и ослаблением наложенной помехи. При наличии на входе прибора помехи, приводящей к насыщению входного усилителя, используются активные или пассивные входные фильтры.

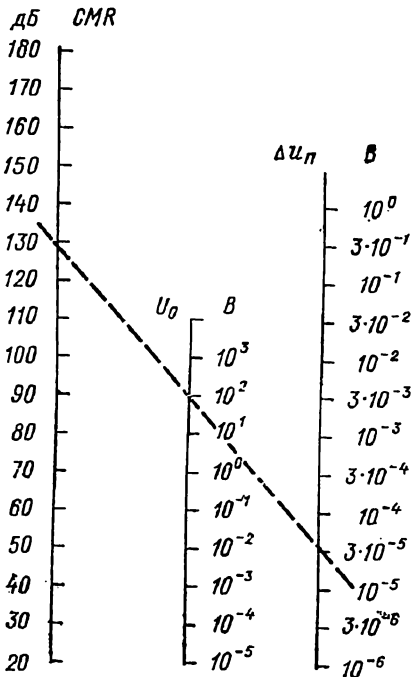


Рис. 4-6. Номограмма для определения допустимого напряжения помехи

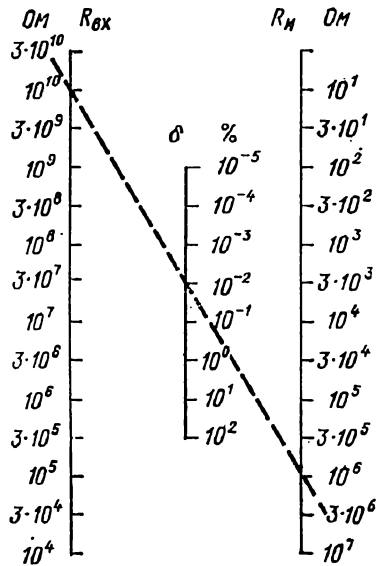


Рис. 4-7. Номограмма для определения погрешности, вносимой входным сопротивлением вольтметра

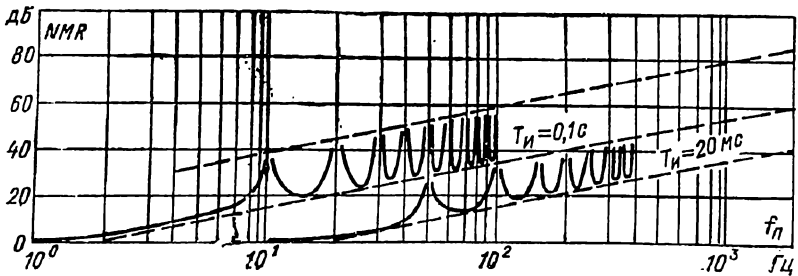


Рис. 4-8. Зависимость коэффициента ослабления помехи от частоты

Поскольку время измерения ИЦВ обычно достаточно велико (от 20 мс до 1 с), то для получения немигающих показаний часто применяют стробоскопическую индикацию и промежуточное запоминание результатов измерения. Для сокращения времени измерения и устранения возможных перегрузок большинство приборов имеют устройства автоматического выбора предела измерения. При необходимости эти устройства отключаются, и выбор предела производится вручную.

4-2. Входные устройства интегрирующих цифровых вольтметров

Входные устройства интегрирующих цифровых вольтметров включают в себя: масштабные преобразователи постоянного напряжения — входные делители и усилители постоянного напряжения,

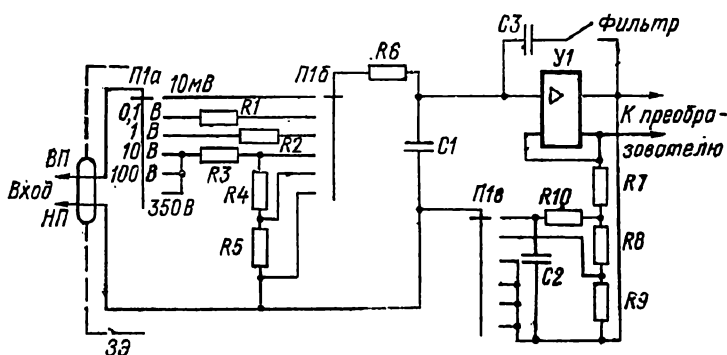


Рис. 4-9. Входная цепь вольтметра типа Ф30

преобразователи тока или сопротивления в постоянное напряжение, входные фильтры, устройства калибровки и коррекции дрейфа нуля, устройства защиты и пр.

Входное устройство для измерения постоянного напряжения состоит из входного делителя напряжения, делителя напряжения обратной связи, масштабного усилителя постоянного напряжения и фильтра. На рис. 4-9 приведена схема входного устройства ИЦВ типа Ф30. При измерении постоянных напряжений на пределах 10, 100 мВ и 1 В усилитель постоянного напряжения У1 включен по схеме автокомпенсатора напряжения с коэффициентом усиления 100, 10 и 1 соответственно. Выбор предела измерения при этом производится при помощи резисторов обратной связи.

На пределах 10, 100 и 350 В измеряемое напряжение вначале подводится к высокоомному делителю, состоящему из резисторов R3, R4, R5 и имеющему коэффициент передачи 10^{-1} , 10^{-2} и 10^{-3} соответственно. Полное сопротивление делителя составляет 10 МОм.

Выходное напряжение делителя подводится к автокомпенсационному усилителю с коэффициентом усиления, равным 1.

Конструктивно входное устройство размещено внутри защитного экрана и имеет гальваническую развязку от силовой сети и заземленного цифрового блока.

Конденсаторы $C1$ и $C2$ совместно с резисторами $R6$ и $R10$ образуют входной фильтр, ослабляющий наложенные помехи переменного напряжения. С целью увеличения помехоподавления в цепь обратной связи усилителя $У1$ включается дополнительный конденсатор $C3$, однако при этом несколько увеличивается время установления выходного напряжения. С целью исключения погрешностей, обусловленных токами питания усилителя $У1$ и преобразователя напряжения во временной интервал, силовые и измерительные цепи, общие для этих блоков, выполнены таким образом, что их соединение производится только в одной точке.

Схема входного устройства ИЦВ типа Ф2001 приведена на рис. 4-10. Она состоит из входного делителя напряжения, цепи калибровки, цепи установки нуля, усилителя постоянного напряжения $У1$ и цепи отрицательной обратной связи. Все входное устройство размещено внутри защитного экрана. Измеряемое напряжение U_x подается на входные зажимы. На пределе 100 мВ замкнут контакт реле $P2$, а остальные контакты разомкнуты. Входное сопротивление прибора на этом пределе измерения обусловлено полным сопротивлением делителя $R1-R4$ с учетом шунтирования его входным сопротивлением усилителя $У1$, равным примерно 6 МОм.

На пределе 1 В замкнуты контакты реле $P1$ и $P3$, а остальные контакты разомкнуты. Входное сопротивление прибора на этом пределе измерения равно 1 МОм. Аналогично на пределе 10 В замкнут контакт реле $P3$, а на пределе 100 замкнут контакт реле $P4$. На этих пределах входное сопротивление прибора равно примерно 10 МОм.

Измеряемое напряжение, приведенное к уровню 100 мВ, поступает далее на входной усилитель $У1$, выполненный по схеме с модуляцией и демодуляцией напряжения. Усилитель включен по схеме автокомпенсатора напряжения и охвачен цепью отрицательной обратной связи, состоящей из сопротивлений $R10$ и $R11$. Установка нуля прибора производится при помощи напряжения смещения, подаваемого на сопротивление $R10$ обратной связи.

Входное устройство ИЦВ модели ДУ2401С фирмы «Хьюлетт-Паккард» (США), показанное на рис. 4-11, состоит из усилителя постоянного напряжения, охваченного цепью отрицательной обратной связи, нелинейной обратной связи для защиты входного усилителя от перегрузок и диодного ограничителя.

Входное устройство обеспечивает два значения коэффициента передачи $+1$ и $+10$. При коэффициенте передачи $+1$ входное устройство работает как неинвертирующий повторитель. Активным элементом повторителя является стабилизированный фоторезистивным модулятором операционный усилитель с коэффициентом

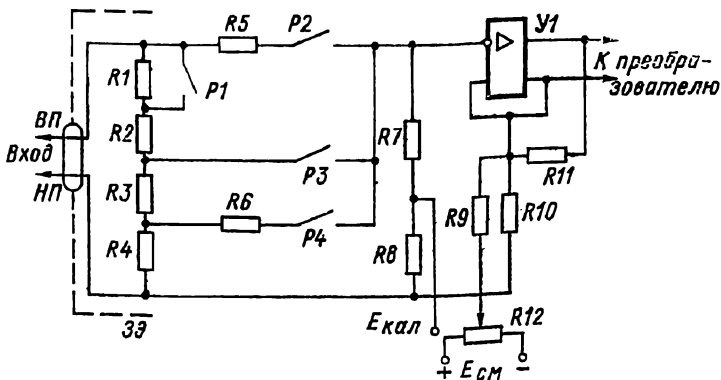


Рис. 4-10. Входная цепь вольтметра типа Ф2001

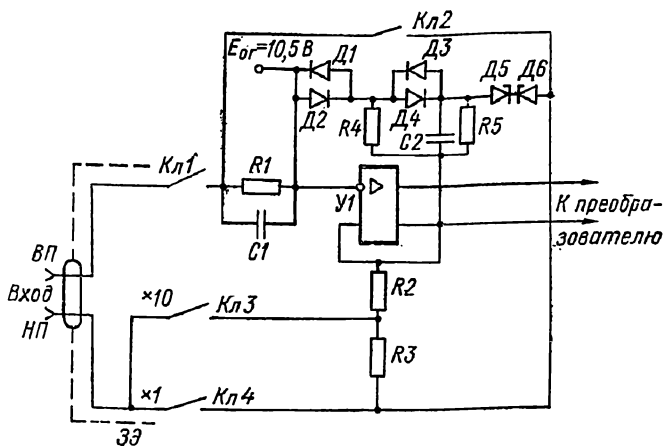


Рис. 4-11. Входная цепь вольтметра модели ДУ2401С

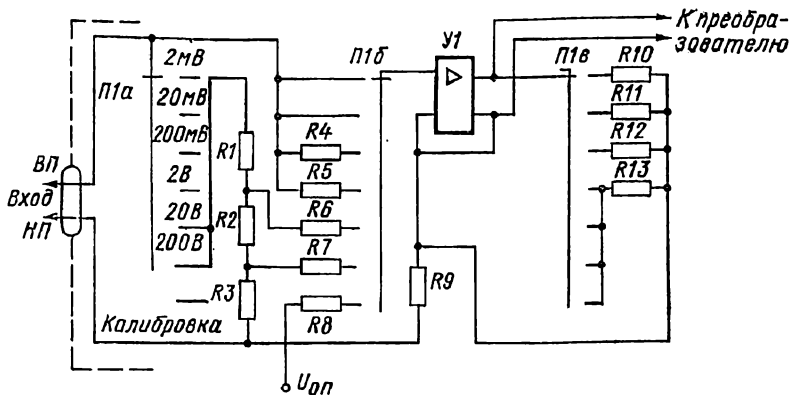


Рис. 4-12. Входная цепь вольтметра типа ВК2-20

усиления на постоянном токе более 150 дБ и входным сопротивлением более 1 МОм. Для получения усиления + 1 замыкаются ключи $K_{л1}$, $K_{л4}$ и выходное напряжение усилителя полностью подводится к входу. При усилении + 10 замыкаются ключи $K_{л1}$, $K_{л3}$. При этом только часть выходного напряжения подводится к входу. Если усилитель перегружается, то срабатывает система автоматической защиты, включается ключ K_2 и выход усилителя непосредственно соединяется со входом.

Для защиты усилителя от кратковременных перегрузок используется нелинейная обратная связь, состоящая из диодов D_1 — D_4 и стабилитронов D_5 и D_6 . Если выходное напряжение усилителя превышает 11 В, то происходит отпирание стабилитронов D_5 , D_6 и выход усилителя непосредственно соединяется со входом. Для отключения нелинейной обратной связи при отсутствии перегрузки усилителя используются диодные ключи D_1 — D_4 , которые отпираются только при напряжении более 11 В.

На рис. 4-12 приведена схема входного устройства ИЦВ типа ВК2-20. При измерении напряжения с помощью добавочных сопротивлений измеряемое значение U_x приводится к стандартному уровню с номинальным значением 20 мВ (за исключением предела 2 мВ). Это номинальное напряжение подводится к усилителю с модуляцией и демодуляцией, и после усиления часть напряжения через устройство обратной связи подводится во входную цепь.

На пределах 2 и 20 мВ измеряемое напряжение подводится непосредственно к входу усилителя, а изменение коэффициента передачи входного устройства обеспечивается изменением коэффициента обратной связи β . При этом на всех пределах измерения глубина обратной связи остается постоянной и равной $K\beta = 100$. Благодаря этому входное устройство имеет неизменные динамические характеристики на всех пределах измерения. Постоянство глубины обратной связи на первых двух пределах измерения обеспечивается изменением коэффициента усиления усилителя при одновременном изменении коэффициента обратной связи. На пределах 200 мВ и 2 В постоянство глубины обратной связи достигается включением добавочных резисторов R_4 и R_5 .

На пределах 20 и 200 В коэффициент обратной связи остается таким же, как на пределе 2 В, а изменение пределов производится при помощи входного делителя R_1 и R_3 . Входное сопротивление прибора определяется статическим входным сопротивлением усилителя и коэффициентом обратной связи. На пределах 2 и 20 мВ входное сопротивление прибора составляет 1 МОм, на пределе 200 мВ оно увеличивается до 10 МОм, а на пределе 2 В оно увеличивается до 100 МОм за счет изменения коэффициента обратной связи. На пределах 20 и 200 В входное сопротивление прибора определяется делителем R_1 — R_3 и составляет 10 МОм.

При установке переключателя $П_1$ в положение «Калибровка» входное устройство включается на предел измерения 2 В, а к входу усилителя подводится опорное напряжение $U_{оп} = 2000,5$ мВ от

источника калибровочного напряжения на стабилитроне типа Д818Е и делителе на резисторах.

В некоторых типах ИЦВ входные устройства построены таким образом, что изменение пределов измерения производится переключением усилителя в режим автокомпенсатора тока. На рис. 4-13 приведена схема входного устройства ИЦВ типа ЦУИП.

Прибор имеет шесть пределов измерения от 16 мВ до 350 В. На пределах измерения 16, 160 и 1600 мВ входной усилитель включается по схеме автокомпенсатора напряжения. При этом резистор $R1$ закорачивается при помощи контакта реле $P1$, а параллельная отрицательная обратная связь отключается при помощи контакта реле $P2$. Изменение пределов измерения производится поочередным включением контактов реле $P4$, $P5$ и $P6$ при отключенном контакте реле $P3$. Коэффициент передачи на первых трех пределах измерения составляет соответственно 100, 10 и 1. Благодаря изменению коэффициента обратной связи входное сопротивление прибора на первых трех пределах также изменяется. При этом на пределе измерения 16 мВ оно составляет 50 МОм, на пределе 160 мВ увеличивается до 500 МОм, а на пределе 1600 мВ — до 1000 МОм.

На пределах измерения 16, 160 и 350 В входное устройство включается по схеме автокомпенсатора тока. При этом контактом реле $P1$ в схему включается резистор $R1$, а контактом реле $P2$ включается цепь параллельной отрицательной обратной связи, состоящая из резисторов $R5—R7$. Цепь последовательной отрицательной обратной связи отключается замыканием контакта реле $P3$.

На пределах измерения 16, 160 и 350 В входное сопротивление прибора равно сопротивлению резистора $R1$ и составляет 10 МОм. На пределе 16 В цепь параллельной отрицательной обратной связи состоит из трех последовательно включенных резисторов $R5$, $R6$ и $R7$. При переходе на предел 160 В контактом реле $P7$ закорачивается резистор $R5$, а при переходе на предел измерения 350 В контактом реле $P8$ закорачиваются резисторы $R5$ и $R6$. Коэффициент передачи входного устройства на этих пределах составляет соответственно 10^{-1} , 10^{-2} и 10^{-3} .

Схема входного устройства интегротенциометрического вольтметра типа НР-3460В фирмы «Хьюлетт-Паккард» (США) приведена на рис. 4-14. Основными элементами входного устройства являются делитель напряжения, состоящий из резисторов $R2—R6$, преобразователь напряжения в ток на операционном усилителе $У1$ и резистивной нагрузке $R7—R9$, потенциометрический компенсатор напряжения на резисторах $R10—R25$ и реле $K11—K24$.

Измеряемое напряжение U_x прикладывается к преобразователю напряжения в ток через входной делитель, который имеет полное сопротивление 10 МОм и коэффициенты деления 10^0 , 10^{-1} , 10^{-2} , 10^{-3} и 10^{-4} , устанавливаемые при помощи реле $K1—K6$ селектора пределов измерения. Питание обмоток реле включается устройством

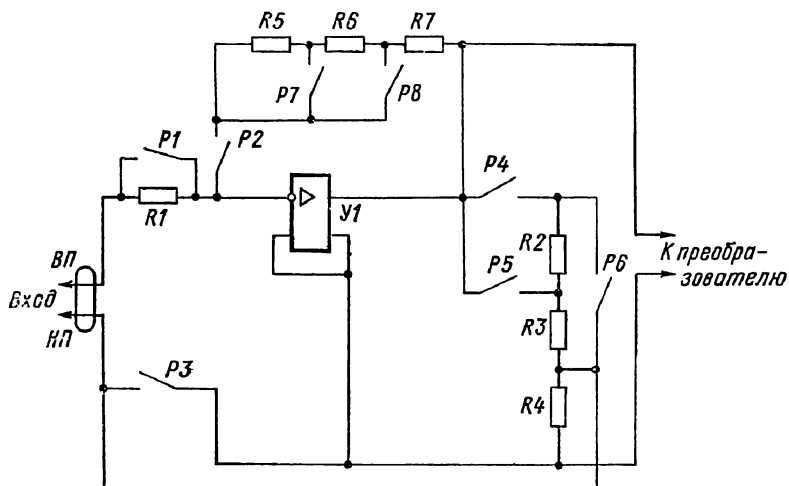


Рис. 4-13. Входная цепь прибора типа ЦУИП

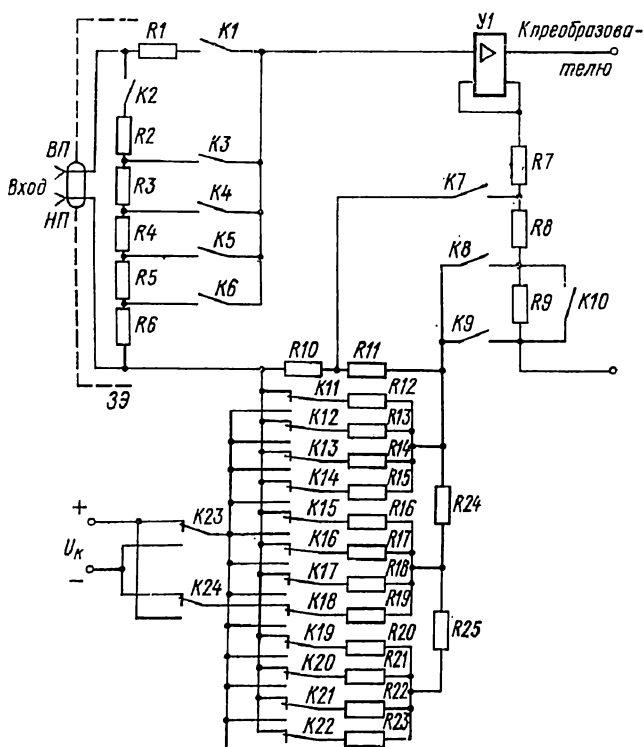


Рис. 4-14. Входная цепь вольтметра типа НР-3460В

вом автоматического выбора предела измерения или при ручном управлении переключателем на передней панели прибора.

Преобразователь напряжения в ток представляет собой операционный усилитель с единичным усилением по напряжению и полосой пропускания, примерно равной 1 МГц. Такой преобразователь эквивалентен эмиттерному повторителю, нагрузкой которого являются резисторы $R7—R9$. Так как напряжение, снимаемое с входного делителя, полностью повторяется на резисторах нагрузки, то выходной ток преобразователя равен напряжению на входе преобразователя, деленному на выбранное сопротивление нагрузки. Крутизна преобразователя напряжения в ток определяется сопротивлением нагрузки и изменяется при помощи включения реле $K7—K9$.

Если замкнут контакт реле $K7$, то входное напряжение развивается на резисторе $R7$ сопротивлением 200 Ом, а эффективная крутизна преобразователя равна 5000 мкСм. Если замкнут контакт $K8$, то входное напряжение развивается на резисторах $R7$ и $R8$, включенных последовательно, а эффективная крутизна преобразователя снижается до 3000 мкСм. Если замкнут контакт $K9$, то входное напряжение развивается на резисторах $R7$, $R8$ и $R9$, включенных последовательно, а крутизна преобразователя снижается до 500 мкСм.

Крутизна преобразования 3000 мкСм используется на всех пределах измерения при отсчетном периоде 1/60 с. Крутизна преобразования 5000 мкСм используется на пределе измерения 1 В, когда второй такт измерения делается равным 0,1 с. Крутизна преобразования 500 мкСм используется на всех остальных пределах измерения при отсчетном периоде 0,1 с.

Компенсирующее напряжение потенциметрической обратной связи снимается с резисторов $R10$ и $R11$. Значение компенсирующего напряжения соответствует числу, записанному в четырех старших разрядах счетчика, и устанавливается при помощи делителя на резисторах $R12—R25$. Компенсирующее напряжение включается последовательно с входным напряжением, а его полярность устанавливается противоположной полярности входного напряжения при помощи контактов $K23$ и $K24$ реле полярности. Управление реле делителя производится по программе блоком управления.

Входное устройство ИЦВ типа 501А фирмы «Фенлоу» (Англия), схема которого приведена на рис. 4-15, обеспечивает переключение пределов измерения и приведение входного сигнала к уровню, необходимому для нормальной работы преобразователя, высокое входное и низкое выходное сопротивление прибора. На пределах 100 и 1000 В входное устройство включается по схеме рис. 4-15, а. При этом на пределе 1000 В во входном делителе используются резисторы $R1$ сопротивлением 11 МОм и $R2$ сопротивлением 111, 111 кОм. На пределе 100 В сопротивления делителя устанавливаются равными: $R_1 = 10$ МОм и $R_2 = 1,1111$ МОм. Погрешность

установки входного делителя не превышает 0,005%, а температурный коэффициент отношения меньше 0,0005%/К.

На пределах 10, 1 и 0,1 В входное устройство включается по схеме рис. 4-15, б. При этом на пределе 10 В сопротивление $R_3 = 0$, $R_4 = \infty$. На пределе 1 В отношение $(R_3 + R_4)/R_4 = 10$, а на пределе 0,1 В это отношение увеличивается до 100. Погрешность отношения не превышает 0,005%. На входе усилителя при помощи контакта $K1$ может быть включен Т-образный RC-фильтр нижних частот.

Входные устройства некоторых типов ИЦВ используются также для измерения токов и сопротивлений. На рис. 4-16, а приведена схема входного устройства ИЦВ типа Ф30 в режиме измерения тока. При измерении тока операционный усилитель $У1$ включается по схеме автокомпенсатора тока. Выбор предела измерения производится при помощи переключения резисторов $R1—R5$ в цепи параллельной отрицательной обратной связи контактами $K1—K5$.

Включение входного устройства ИЦВ типа Ф30 в режиме измерения сопротивления приведено на схеме рис. 4-16, б. Измерение сопротивлений производится по четырехпроводной схеме и осуществляется с помощью преобразователя сопротивления в эквивалентное постоянное напряжение. Предел измерения определяется значением напряжения опорного источника E_0 и сопротивления входного резистора $R3—R6$. Применение четырехпроводного входного кабеля при измерении сопротивлений (в качестве четвертого провода используется экран кабеля) позволяет исключить погрешность измерения, связанную с конечным сопротивлением кабеля, так как его сопротивление учитывается при подгонке пределов измерения. Так как при переключении пределов измерения происходит изменение нагрузки источника опорного напряжения E_0 , то для уравнивания нагрузки на различных пределах измерения применяются дополнительные резисторы $R1$ и $R2$, коммутируемые при помощи переключателя $K1$.

Аналогичным образом работает входное устройство прибора ЦУИП. Схема входного устройства прибора ЦУИП в режиме измерения тока приведена на рис. 4-17, а. Усилитель $У1$ включен по схеме автокомпенсатора тока, а изменение предела измерения производится при помощи резисторов $R1—R5$ параллельной отрицательной обратной связи.

Схема включения входного устройства прибора ЦУИП в режиме измерения сопротивления приведена на рис. 4-17, б. Измеряемое сопротивление включается в цепь отрицательной обратной связи, а питание измерительной цепи производится от источника опорного напряжения $E_0 = 1$ В.

Кроме многопредельных приборов выпускаются щитовые ИЦВ с одним пределом измерения. К таким приборам относится ИЦВ типа Ф210, схема входного устройства которого приведена на рис. 4-18. Входное устройство осуществляет масштабирование измеряемого напряжения и приведение его к основному уровню 1 В.

Схема масштабирования состоит из операционного усилителя типа 1УТ401А, охваченного глубокой отрицательной обратной связью и имеющего коэффициент передачи по напряжению, равный 1 [18].

Для защиты входного устройства от перегрузок используется диодный двухполупериодный ограничитель на диодах Д1 и Д2.

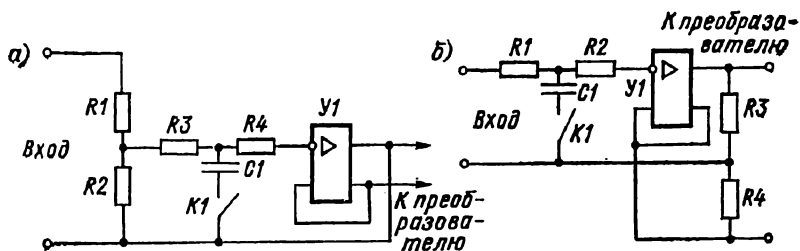


Рис. 4-15. Входная цепь вольтметра типа 501А на пределах 100 и 1000 В (а) и на пределах 10, 1 и 0,1 В (б)

На выходе масштабировющего усилителя включен активный фильтр на операционном усилителе У2 также типа 1УТ401А. Активный фильтр служит для эффективного подавления помех нормального вида в диапазоне частот выше 48 Гц. При этом на частоте 48 Гц

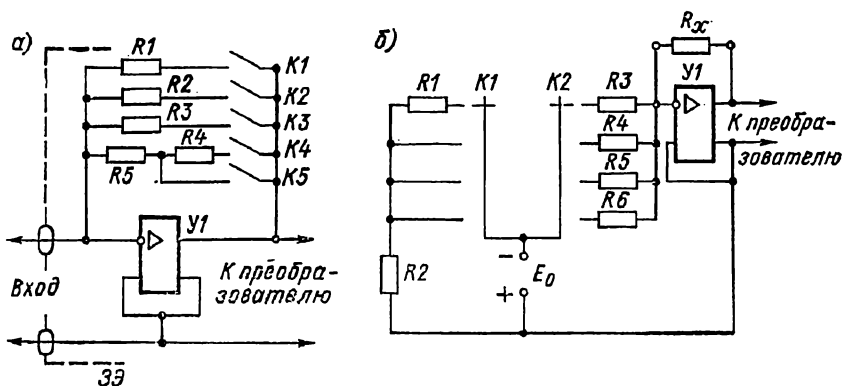


Рис. 4-16. Входная цепь прибора типа Ф30 в режиме измерения тока (а) и сопротивления (б)

обеспечивается подавление в 40 дБ и с увеличением частоты линейно возрастает. При измерении тока в приборах с пределами 10 и 100 мА на входе включается шунт, при помощи которого производится преобразование измеряемого тока в напряжение. В приборах с пределами 10 мкА, 100 мкА и 1 мА используется автокомпенсатор тока на операционном усилителе 1УТ402.

Так как предельная чувствительность интегрирующих приборов может быть сделана достаточно высокой, то возможно построение интегрирующих цифровых микровольтметров и нановольтметров.

Схема входного устройства интегрирующего цифрового нановольтметра модели 180 фирмы «Кейтли» (США) приведена на рис. 4-19. Прибор имеет пять пределов измерения от 100 мкВ до 1 В и обеспе-

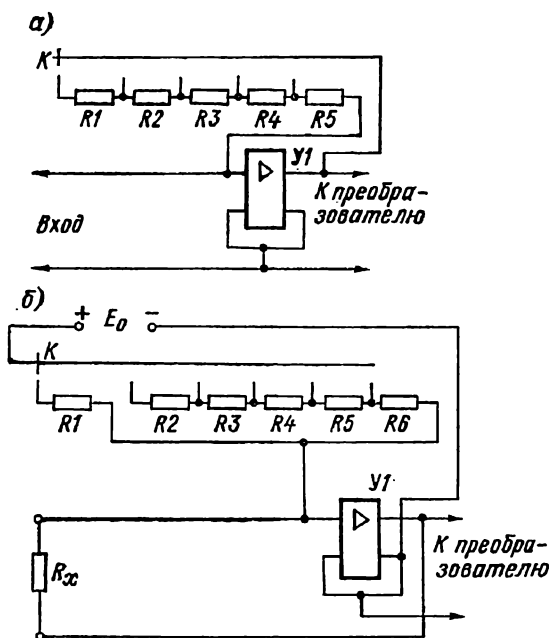


Рис. 4-17. Входная цепь прибора типа ЦУИП в режиме измерения тока (а) и сопротивления (б)

чивает предельную чувствительность 30 нВ. Для ослабления наложенных помех нормального вида прибор имеет входной режим-

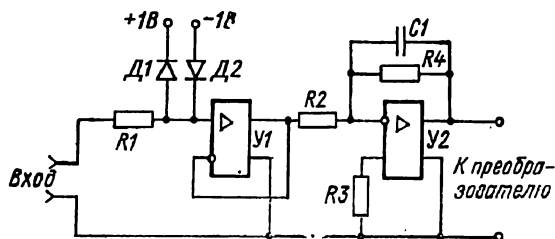


Рис. 4-18. Входная цепь вольтметра типа Ф210

торный фильтр, собранный по схеме двойного Т-образного моста на элементах R1—R3 и C1—C3. Входной фильтр ослабляет помехи с частотой 50 Гц до 60 дБ.

Напряжение с выхода фильтра поступает на усилитель У1, собранный по схеме с модуляцией и демодуляцией напряжения.

Для ослабления собственных шумов усилитель имеет узкополосный фильтр. Изменение предела измерения производится при помощи резисторов $R5—R9$ в цепи отрицательной обратной связи. Включение необходимого резистора производится контактами реле $P1—P5$ вручную при помощи переключателя на передней панели прибора или при помощи устройства автоматического переключения предела измерения. Компенсация входного тока усилителя при разомкнутом входе прибора осуществляется делителем на резисторах $R10—R15$. Установка нуля при замкнутом входе прибора производится путем подачи напряжения с делителя на резисторах $R16—R21$ на резистор $R4$ цепи отрицательной обратной связи. Прибор имеет устройство, обеспечивающее смещение нуля в широких пределах при помощи высокостабильного напряжения $U_{см}$ и резистивного делителя $R22—R28$.

Для ослабления помех общего вида прибор имеет устройство гальванического разделения УГР, которое обеспечивает гальваническую развязку входного устройства от аналого-цифрового преобразователя и системы индикации. Устройство гальванического разделения состоит из модулятора выходного сигнала усилителя, разделительного трансформатора и демодулятора. В модуляторе и демодуляторе применены полевые транзисторы с изолированным затвором. Степень гальванического разделения определяется соотношениями утечки изоляции разделительных трансформаторов. Погрешность коэффициента передачи устройства гальванического разделения не более 0,01%.

Аналогично построена схема входного устройства интегрирующего цифрового нановольтметра типа ТЕ925 фирмы «Текелек Айр-троникс» (Франция). Входное устройство нановольтметра обеспечивает работу прибора на шести пределах измерения от 10 мкВ до 1 В и пороговую чувствительность не хуже 1 нВ. Устройство смещения нуля обеспечивает компенсацию термо-э. д. с. во входной цепи до 1 мВ.

Входные усилители, применяемые в ИЦВ, должны удовлетворять следующим требованиям: 1) иметь широкий динамический диапазон для обеспечения разрешающей способности ИЦВ; 2) порог чувствительности должен быть достаточно малым, чтобы получить необходимую цену деления на младшем пределе измерения; 3) нелинейность характеристики должна обеспечивать требуемую погрешность ИЦВ; 4) время установления должно соответствовать необходимому быстродействию ИЦВ; 5) входное сопротивление должно быть достаточно высоким. Совместное удовлетворение этих требований делает задачу проектирования входных усилителей ИЦВ весьма сложной.

В качестве входных усилителей ИЦВ с порогом чувствительности выше 1 мВ обычно применяются многокаскадные усилители с непосредственной связью. В приборах высокой чувствительности, имеющих порог чувствительности меньше 1 мВ, в основном применяются усилители с преобразованием напряжения. В табл. 4-1

приведены сведения о характеристиках входных усилителей некоторых типов ИЦВ. При построении высокочувствительных усилителей ИЦВ применяются модуляторы на полевых и биполярных транзисторах, магнитные модуляторы и модуляторы на фоторезисторах. В лучших образцах входных усилителей обеспечивается получение порога чувствительности около 1 нВ и динамического диапазона более 80 дБ [1, 25, 44, 45].

Таблица 4-1

Тип вольтметра, изготовитель	Тип входного усилителя	Модулятор	Частота модуляции, Гц	Время установления, с	Входное сопротивление, МОм	Динамический диапазон, дБ	Порог чувствительности, мкВ	Коэффициент усиления дБ
Ф210 (Электроточный прибор, г. Омск)	С непосредственной связью	—	—	0,001	0,1	65	1 000	0
Ф2001 (Электроточный прибор, г. Омск)	Одноканальный с преобразованием	Параллельный на полевом транзисторе	1 100	0,01	10	70	10	35
ВК2-20 (ЛПТО им. Ленина, г. Львов)	То же	Магнитный на второй гармонике	10 000	0,002	10	70	1	54
ЦУИП СССР	—	Последовательно-параллельный на полевых транзисторах	1 000	0,01	10	85	1	40
Ф30 (ЗИП, г. Краснодар)	Двухканальный с коррекцией дрейфа	То же	50	0,8	50	85	1	40
180 («Кейтли», США)	Одноканальный с преобразованием	—	1 000	0,1	30	90	0,01	86
TE925 («Текелек», Франция)	То же	Двухтактный на фоторезисторе	85	6	30	86	0,002	100

Схема входного усилителя ИЦВ типа Ф2001 приведена на рис. 4-20. Усилитель состоит из модулятора на полевом транзисторе $T1$, усилителя переменного напряжения на транзисторе $T2$ и дифференциальном усилителе $U1$, демодулятора на транзисторе $T3$ и усилителя постоянного тока на дифференциальном усилителе $U2$. Модулятор выполнен по параллельной схеме на полевом транзисторе типа КП301Б. Измеряемое напряжение прикладывается к стоку полевого транзистора, а в цепь истока включен резистор $R2$, на который поступает напряжение отрицательной обратной связи. Управление модулятором производится напряжением прямоугольной формы с частотой 1100 Гц, подводимым к затвору транзистора. Значение управляющего напряжения составляет 8 В.

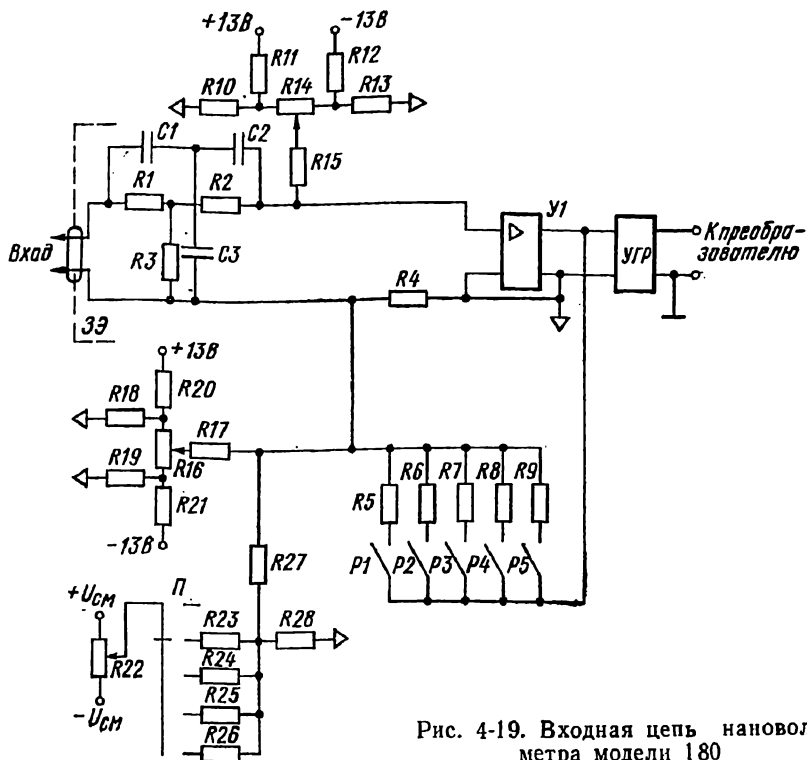


Рис. 4-19. Входная цепь нановольтметра модели 180

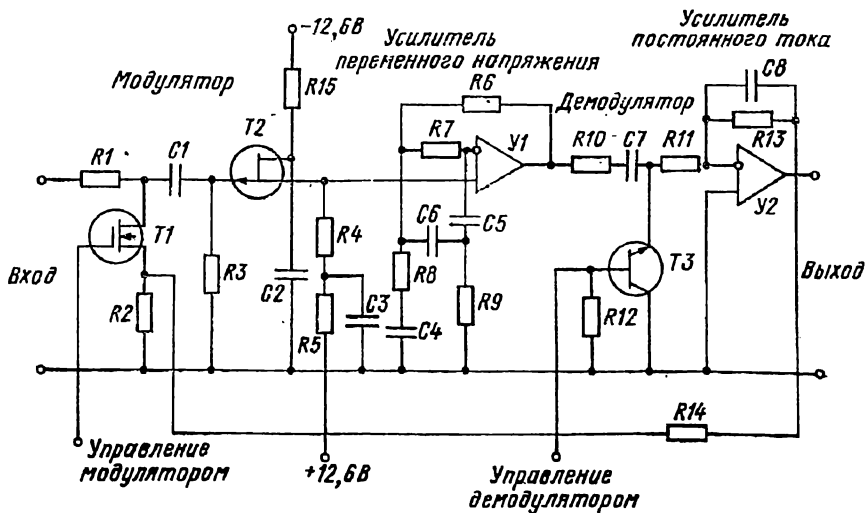


Рис. 4-20. Входной усилитель вольтметра типа Ф2001

Входной каскад усилителя переменного напряжения с целью получения высокого входного сопротивления выполнен по схеме истокового повторителя на полевом транзисторе T_2 типа КП103М. Основное усиление переменного напряжения осуществляется дифференциальным усилителем $У1$. Для ослабления наводок и собственных шумов усилитель охвачен селективной обратной связью при помощи схемы на резисторах R_6 — R_9 и конденсаторах C_4 — C_6 . Частота квазирезонанса схемы равна частоте модуляции 1100 Гц. Коэффициент усиления усилителя переменного напряжения без обратной связи равен 70 дБ, а с обратной связью — 46 дБ.

С выхода усилителя переменного напряжения сигнал поступает на демодулятор, выполненный по параллельной схеме на одном транзисторе T_3 микросхемы типа К1НТ591Б. Фильтрация и усиление выходного напряжения демодулятора производится усилителем постоянного тока $У2$, охваченным цепью отрицательной обратной связи, состоящей из элементов C_8 , R_{13} . Коэффициент усиления усилителя постоянного тока равен 46 дБ. Полностью входной усилитель охвачен цепью последовательной обратной связи, состоящей из резисторов R_2 и R_{14} . Коэффициент усиления входного усилителя с обратной связью составляет 35 дБ. Усилитель имеет пороговую чувствительность около 10 мкВ, малый температурный дрейф 1—2 мкВ/К и малое время установления 7—10 мс.

Схема дифференциальных усилителей $У1$ и $У2$ приведена на рис. 4-21. Усилители состоят из входных эмиттерных повторителей на транзисторах T_{1a} и T_{1b} , каскадов с общим эмиттером на транзисторах T_{2a} и T_{2b} , согласующих эмиттерных повторителей на транзисторах T_{3a} и T_{3b} , каскадов с общим эмиттером на транзисторах T_4 , T_5 и выходного эмиттерного повторителя на транзисторе T_6 . Для снижения шумов и дрейфа нулевого уровня в качестве транзисторов T_1 , T_2 и T_3 использованы интегральные микросхемы типа К1НТ591Б. Коэффициент усиления дифференциального усилителя около 70 дБ.

Входной усилитель интегрирующего цифрового нановольтметра типа 180 фирмы «Кейтли» (США) построен по схеме рис. 4-22. Усилитель состоит из модулятора на полевых транзисторах T_1 и T_2 , усилителя переменного напряжения на транзисторе T_3 , операционном усилителе $У1$, транзисторе T_5 и операционном усилителе $У2$, фазоинвертора на операционных усилителях $К_3$ и $У_4$, демодулятора на транзисторах T_6 и T_7 и усилителя постоянного тока на операционных усилителях $У_5$, $У_6$ и выходном эмиттерном повторителе на транзисторах T_8 , T_9 .

Модулятор выполнен по последовательно-параллельной схеме на полевых транзисторах T_1 и T_2 с изолированным затвором. В цепи истока транзистора T_2 включен резистор R_1 , на который поступает напряжение отрицательной обратной связи.

Входной каскад усилителя переменного напряжения построен на маломушумящем полевом транзисторе T_3 . Выходное напряжение с нагрузки транзистора R_4 поступает на инвертирующий вход

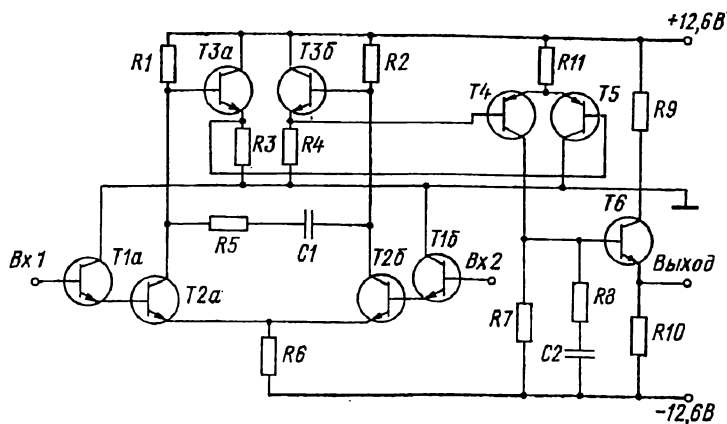


Рис. 4-21. Схема дифференциального усилителя прибора типа Ф2001

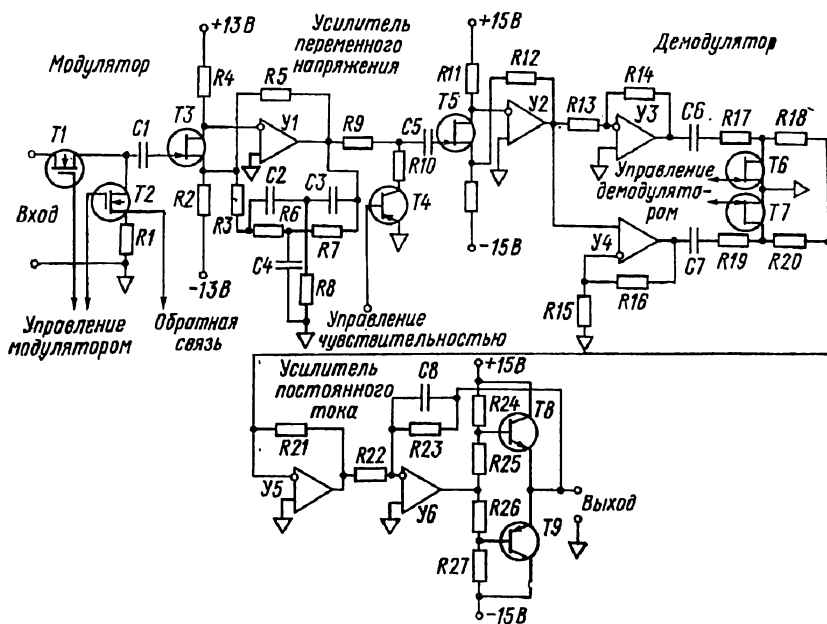


Рис. 4-22. Входной усилитель нановольтметра модели 180

операционного усилителя У1. Усилитель охвачен селективной отрицательной обратной связью при помощи двойного Т-образного моста на элементах R6—R8, C2—C4. Выходное напряжение усилителя У1 через делитель напряжения на резисторах R9—R10 поступает на аналогичный неселективный усилитель на полевом транзисторе Т5 и операционном усилителе У2. Коэффициент передачи делителя определяется выбранным пределом измерения и изменяется при помощи транзистора Т4. В схеме имеются пять резисторов и пять транзисторов, которые включаются при изменении предела измерения.

Выходное напряжение усилителя переменного напряжения поступает на демодулятор через повторитель на операционном усилителе У3 и инвертор на операционном усилителе У4. Демодулятор построен по двухтактной схеме на полевых транзисторах Т6 и Т7.

Усилитель постоянного тока состоит из двух масштабных усилителей У5 и У6 и выходного эмиттерного повторителя на транзисторах Т8, Т9. Коэффициент усиления УПТ равен 70 дБ.

4-3. Интегрирующие цифровые вольтметры с частотным преобразованием

Особенности построения схем ИЦВ с частотным преобразованием рассмотрим на приборах ДУ2401С фирмы «Хьюлетт-Паккард» (США), TR6154М фирмы «Такеда Рикен» (Япония) и LM1420-2 фирмы «Солартрон» (Англия). Основные характеристики этих приборов приведены в табл. 4-2.

Таблица 4-2

Модель	Пределы измерения	Разрешающая способность	Погрешность, %	Чувствительность, мкВ	Время одного измерения, с	Входное сопротивление, МОм
Ф591 (Точэлектроприбор, г. Киев)	0,01—0,1—1—10—100—1000	1:1000	0,1	1	1	2—20—0,1—1—10
LM1420 («Солартрон», Англия)	0,02—0,2—2—20—200—1000	1:2300	0,05	2,5	0,03	50—5000—50000—10—10—10
2401С («Хьюлетт-Паккард, США)	0,1—1—10—100—1000	1:130000	0,015	1	0,01—0,1—1	1000
TR6154 («Такеда Рикен», Япония)	0,1—1—10—100—1000	1:16000	0,1	10	0,2	10
TR6151 («Такеда Рикен», Япония)	0,3—3—30—300—1000	1:30000	0,01	10	0,5—10	1000—10

Приборы типов ДУ2401С и TR6154М построены по одинаковой структурной схеме, приведенной на рис. 4-23. В приборе ДУ2401С измеряемое напряжение U_x через входное устройство ВУ поступает на интегрирующий усилитель У. Когда выходное напряжение ин-

тегрирующего усилителя становится больше порогового напряжения одного из детекторов уровня $ДУ1$ или $ДУ2$, срабатывает соответствующий генератор импульсов $ГИ1$ или $ГИ2$ и интегратор разряжается. Частота импульсов разряда интегратора пропорциональна значению входного сигнала.

Выходные импульсы преобразователя напряжения в частоту через схему управления счетчиком $СУС$ и сигнальный ключ $К$ поступают в счетчик импульсов $СИ$, если переключатель $П1$ рода

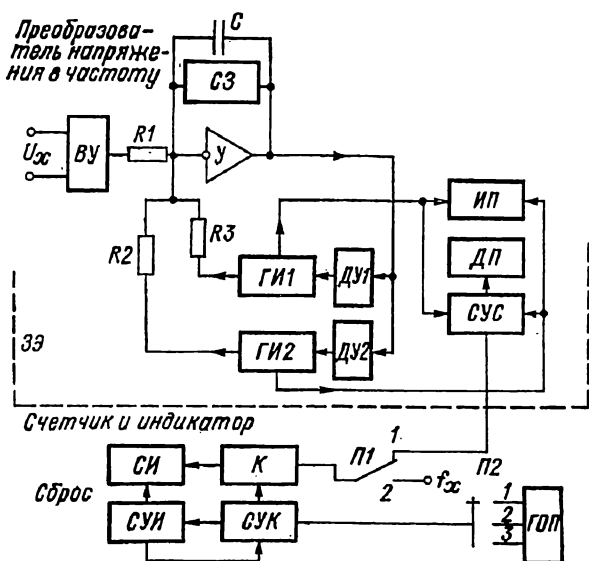


Рис. 4-23. Структурная схема прибора типов ДУ2401С и TR6154М

работы находится в положении 1 . При этом несмотря на то, что импульсы генерируются все время, пока приложено входное напряжение, поступление их в счетчик происходит только в течение отсчетного периода, длительность которого определяется генератором отсчетного периода $ГОП$ и выбирается при помощи переключателя $П2$.

Если в течение отсчетного периода полярность входного напряжения не меняется, то импульсы поступают на вход сложения счетчика $СИ$. Если в течение отсчетного периода происходит изменение полярности входного напряжения, то схема управления $СУС$ вырабатывает команду и счетчик импульсов схемой $СИИ$ переключается на вычитание.

Если в дальнейшем при поступлении импульсов счетчик приходит в нулевое состояние, то схема управления $СУ$ переключает его на сложение импульсов. При этом одновременно переключается индикатор полярности $ИП$. В конце отсчетного периода индикатор

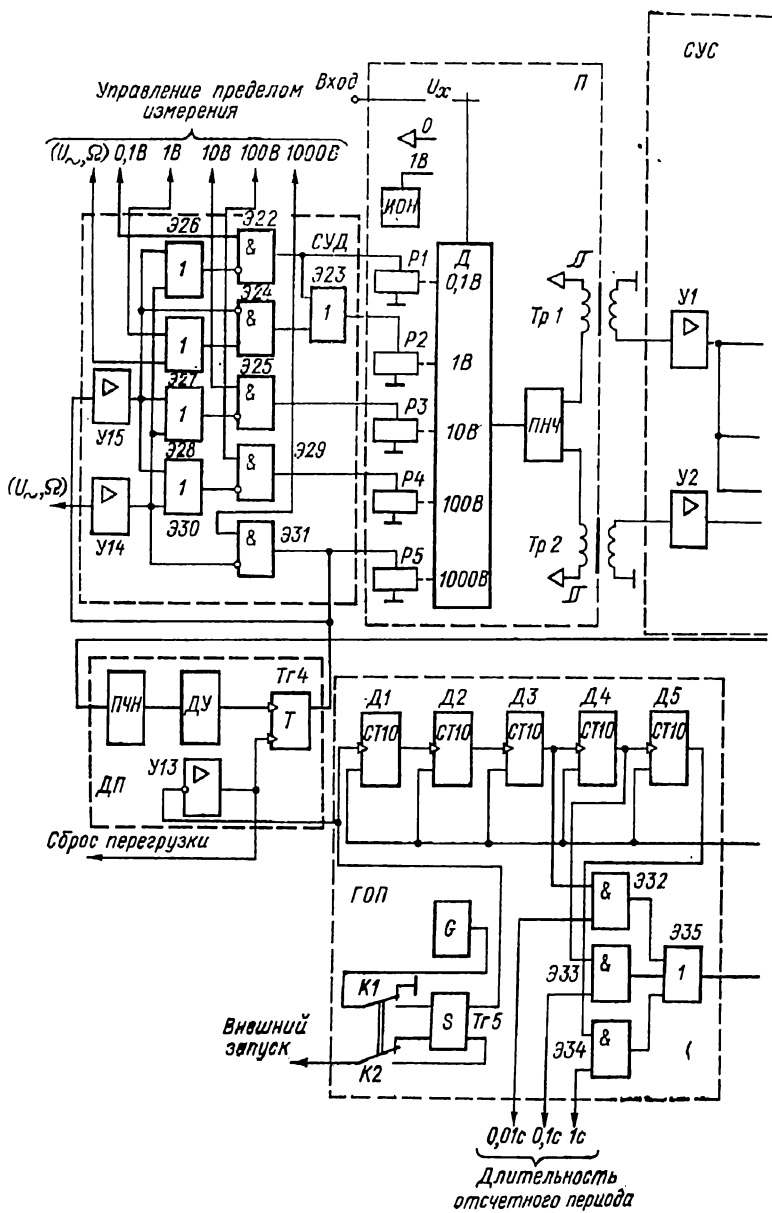


Рис. 4-24. Функциональная

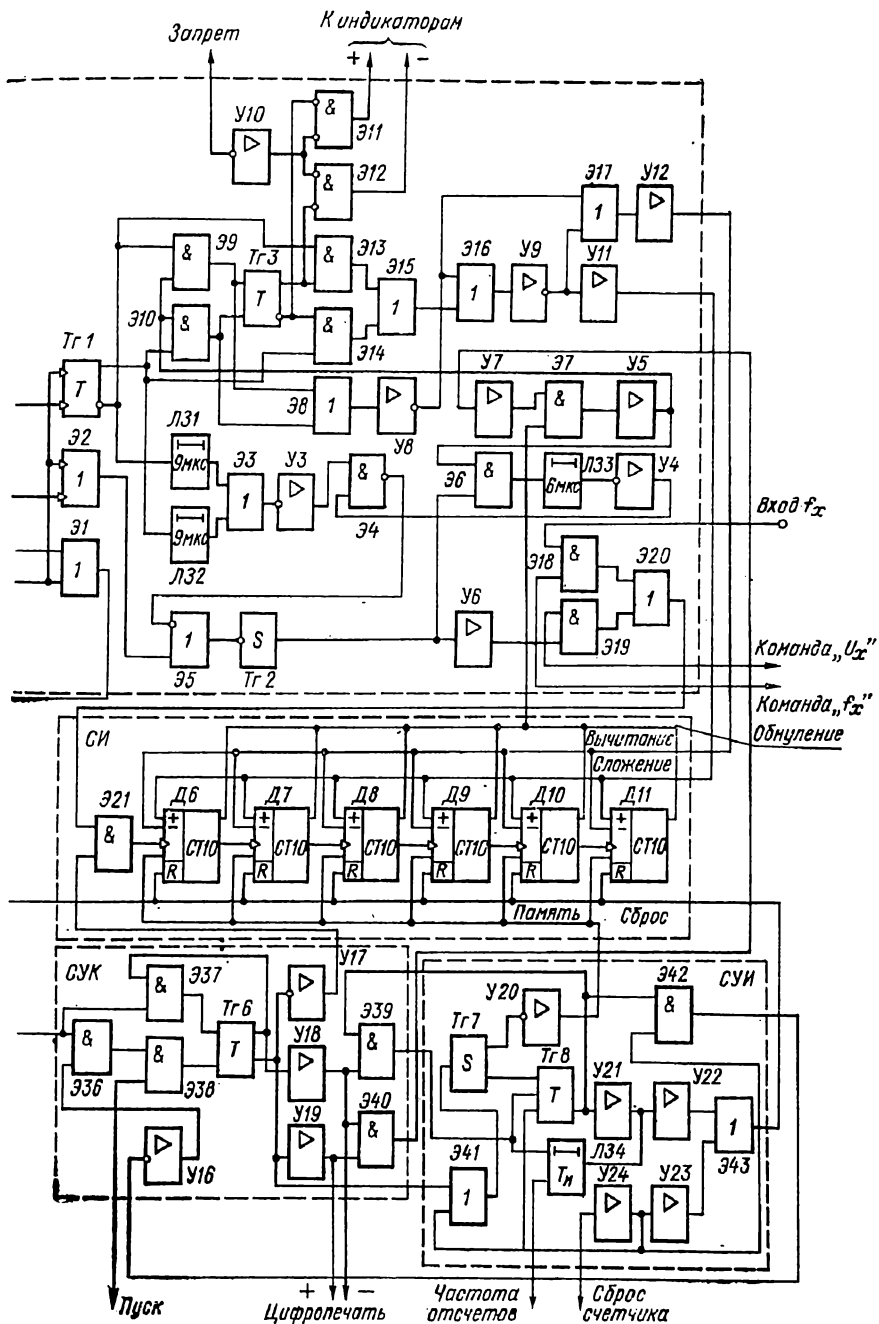


схема прибора типа ДУ2401С

счетчика *СИ* показывает среднее за отсчетный период алгебраическое значение входного напряжения с указанием его правильной полярности.

Детектор перегрузки *ДП* управляется импульсами с выхода схемы *СУС* и включается в том случае, если в течение отсчетного периода в любом из каналов выходная частота преобразователя превысит предельное значение. При этом автоматически входное устройство переключается на максимальный предел измерения. В начале каждого нового цикла измерения детектор перегрузки возвращается в исходное состояние.

Детальная структурная схема ИЦВ типа ДУ2401С приведена на рис. 4-24. Измеряемое напряжение U_x поступает в блок преобразователя *П*, состоящий из делителя *Д* и преобразователя напряжения в частоту *ПНЧ*. Делитель *Д* имеет высокое выходное сопротивление и нормирует входной ток *ПНЧ* до уровня 1 мкА. Выбор предела измерения производится при помощи реле *Р1—Р5* делителя *Д*. Включение реле делителя осуществляется схемой управления делителем *СУД*.

В различных модификациях прибора ДУ2401С имеются варианты ручного или автоматического управления выбором предела измерения. При ручном управлении переключатель «Предел измерения» заземляет входную линию *СУД* на выбранном пределе измерения и включает соответствующее реле *Р1—Р5*. Исключение составляет предел 0,1 В, на котором одновременно включаются два реле *Р1* и *Р2*. В приборе предусмотрена возможность внешнего дистанционного управления выбором предела измерения, для чего входные линии *СУД* выведены на разъем цепи управления.

В случае перегрузки прибора измеряемым напряжением в блок *СУД* из блока детектора перегрузки *ДП* поступает сигнал, который через усилитель *У15* и логические элементы *Э22—Э31* отключает реле *Р1—Р4* и включает реле *Р5*, соответствующее пределу измерения 1000 В. Если прибор используется для измерения переменных напряжений или сопротивлений, то подачей сигналов на входы логического элемента *Э27* и усилителя *У14* включается предел измерения 1 В, а при помощи специального преобразователя ДУ2410В, не показанного на схеме рис. 4-24, измеряемая величина преобразуется в постоянное напряжение.

Выходные импульсы преобразователя *ПНЧ* через трансформаторы *Тр1*, *Тр2* и входные усилители *У1—У2* поступают на схему управления счетчика *СУС* и устанавливают триггер *Тз1* в положение, соответствующее полярности мгновенного значения измеряемого напряжения. Через логическую схему *Э1* эти импульсы проходят на схему детектора перегрузки *ДП*. В результате схема *ДП* определяет перегрузку независимо от того, по какому каналу осуществляется прохождение импульсов.

Схема детектора перегрузки *ДП* состоит из преобразователя частоты в напряжение *ПЧН*, детектора уровня *ДУ* и управляющего триггера *Тз4*. Когда частота импульсов *ПНЧ* превышает 310 кГц,

вырабатывается сигнал перегрузки, который включает индикаторную лампу перегрузки и переводит при помощи реле *P5* входной делитель *D* на предел измерения 1000 В. Возвращение детектора перегрузки в исходное состояние осуществляется сигналом сброса, поступающим через усилитель *У13* на триггер *T24*.

Выходные импульсы ПНЧ через схемы *Э2*, *Э5*, формирующий триггер Шмитта *T22*, усилитель *У6* и логические схемы *Э19* и *Э20* поступают на вход реверсивного счетчика импульсов *СИ*. При использовании прибора для измерения частоты входной сигнал подается непосредственно на вход f_x , а на вход схемы *Э18* подается напряжение, разрешающее прохождение сигнала на счетчик *СИ*. При измерении напряжения схема *Э18* запирается, а импульсы проходят на счетчик *СИ* через схему *Э19*.

Реверсивный счетчик импульсов *СИ* состоит из шести идентичных счетных декад, соединенных последовательно, и индикаторов состояний каждой декады. Счетные декады в зависимости от состояния схемы *СУС* могут работать в режиме сложения и вычитания. Счетчик работает в режиме сложения при измерении частоты и в течение первой фазы измерения напряжения. Переход счетчика в режим вычитания происходит при изменении полярности входного напряжения. Однако этот режим остается только до тех пор, пока на счетчике не появится нулевой отсчет. После этого счетчик вновь переводится блоком *СУС* в режим сложения. Индикаторная секция счетчика состоит из шести газоразрядных индикаторных ламп, управляемых дешифратором на оптронных ячейках (фоторезисторах с неоновыми лампами). На входе счетчика *СИ* включена логическая схема *Э21*, которая разрешает прохождение счетных импульсов в счетчик только в течение отсчетного периода, устанавливаемого сигналом, поступающим из блока управления ключами *СУК*.

Режим работы счетчика *СИ* определяется состоянием триггеров *T22* и *T23*. В режиме сложения выходные сигналы триггеров через схемы *Э13—Э16* и усилители *У9* и *У11* подаются на вход разрешения сложения импульсов счетчика *СИ*; в режиме вычитания в результате инверсии триггера *T22* сигнал через схему *Э17* и усилитель *У12* поступает на вход разрешения вычитания импульсов счетчика.

Схема *СУС* также определяет полярность среднего значения напряжения, для этого триггер *T23* через схемы *Э9* и *Э10* управляется выходными сигналами триггера *T21* и через схемы *Э7* и *У5* сигналом нулевого состояния счетчика *СИ*.

Управление индикатором полярности производится схемами *Э11* и *Э12*. При измерении переменных напряжений, сопротивлений или частоты на схемы *Э11* и *Э12* через усилитель *У10* поступает сигнал, запрещающий индикацию полярности. При измерении постоянного напряжения разрешение на индикацию полярности в конце отсчетного периода поступает на вход схемы *Э7* через усилитель *У7* из блока управления ключами *СУК*. На время индикации полярности логическая схема *Э7* детектирования нулевого

состояния счетчика *СИ* запирается и в течение всего последующего отсчетного периода сохраняется индикация полярности, соответствующая предшествующему отсчетному периоду.

Схемы управления ключами *СУК* и индикатором *СУИ* действуют совместно для управления пропусканием счетных импульсов на вход счетчика *СИ*. Они осуществляют регулирование отсчетного периода и разрешают индикацию отсчетных декад. Эти функции выполняются при помощи переключателей длительности отсчетного периода и частоты отсчетов.

Измерительный период начинается при поступлении очередного импульса из *ГОП*, если на вход линии «Пуск» подан сигнал, разрешающий начало измерения. Сформированный триггером *Т₂₆* сигнал отсчетного периода через усилитель *У17* подается на вход схемы *Э21*, разрешая поступление импульсов *ПНЧ* в счетчик *СИ*. Выходной сигнал триггера *Т₂₆* через схему *Э41* производит запуск одностабильного мультивибратора *Т₂₇* в блоке *СУИ*, который вырабатывает импульс, разрешающий перенос результата измерения в память счетчика *СИ*.

Одновременно выходной сигнал мультивибратора *Т₂₇* опрокидывает триггер *Т₂₈*, который определяет время индикации. Триггер *Т₂₈* через схему *У21* охвачен задержанной обратной связью. Время задержки T_n регулируется элементом *Л34* в пределах 0,2—7 с. Через интервал T_n триггер *Т₂₈* возвращается в исходное состояние и через схемы *У22* и *Э43* посылает импульс на линию сброса счетчика *СИ*. Если триггер *Т₂₈* находится в положении, при котором осуществляется индикация результата измерения, то его выходной сигнал через схему *Э42* подается на вход схемы *Э36* и запрещает на время индикации начало нового измерительного периода. С выходов усилителей *У18* и *У19* поступает команда на разрешение цифр печати результата измерения.

Формирование отсчетного периода производится схемой генератора отсчетного периода *ГОП*. В режиме внутреннего запуска выходной сигнал автоколебательного генератора *G* через ключ *К1* поступает на формирующий триггер Шмитта *Т₂₅* и далее на вход делителя частоты, состоящего из пяти десятичных счетчиков *Д1—Д5*. Тактовые импульсы, соответствующие отсчетным периодам 0,01; 0,1 и 1 с через схемы *Э32—Э35* поступают в блок *СУК*. Выбор длительности отсчетного периода осуществляется подачей разрешающих сигналов на вход элементов *Э32—Э34*. В режиме внешнего запуска пусковые импульсы через ключ *К2* подаются на вход триггера *Т₂₅*.

Принципиальная схема *ПНЧ* прибора типа ДУ2401С приведена на рис. 4-25. Преобразователь состоит из операционного интегрирующего усилителя *У* и двух каналов формирования разрядных импульсов. Каналы формирования положительных и отрицательных разрядных импульсов построены по идентичным схемам.

Канал генерирования отрицательных разрядных импульсов состоит из неинвертирующего усилителя на транзисторах *Т5* и *Т6*,

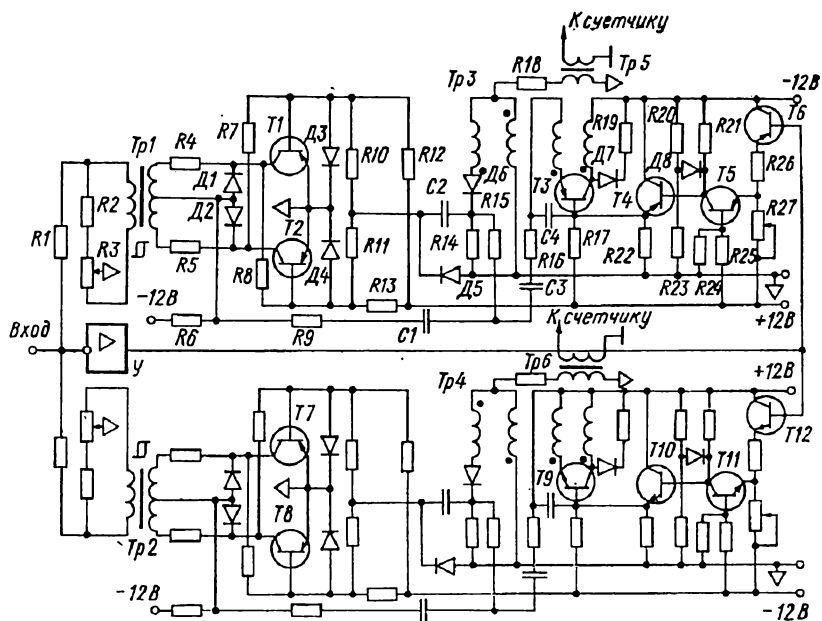


Рис. 4-25. Принципиальная схема преобразователя прибора типа ДУ2401С

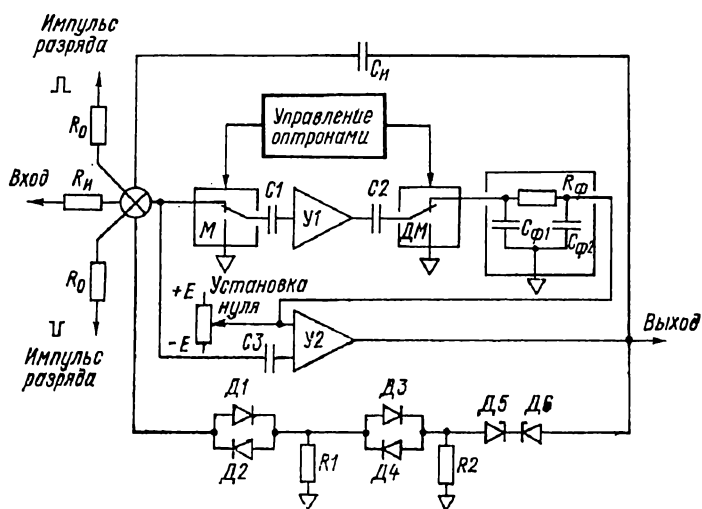


Рис. 4-26. Схема интегрирующего усилителя прибора типа ДУ2401С

эмиттерного повторителя на транзисторе $T3$ и триггера с индуктивной связью на транзисторах $T1$ и $T2$. При положительном входном напряжении выходное напряжение усилителя имеет отрицательное значение и линейно увеличивается во времени. Когда напряжение на выходе усилителя достигает значения $0,1$ В, происходит срабатывание блокинг-генератора на транзисторе $T3$. Уровень срабатывания блокинг-генератора регулируется резистором $R27$, при помощи которого изменяется усиление неинвертирующего усилителя.

Выходной импульс с обмотки трансформатора $Tr3$ вызывает опрокидывание триггера на транзисторах $T1$ и $T2$. При опрокидывании триггера происходит изменение направления тока в первичной обмотке специального насыщающегося трансформатора $Tr1$ и на его выходной обмотке возникает отрицательный разрядный импульс, который снимает заряд, накопленный интегрирующим усилителем. Благодаря применению трансформатора $Tr1$, магнитопровод которого имеет прямоугольную петлю гистерезиса, разрядный импульс, поступающий на вход усилителя $У$, имеет постоянную вольт-секундную площадь.

Канал положительных разрядных импульсов построен на транзисторах $T7—T12$ по аналогичной схеме. В блокинг-генераторы входят трансформаторы $Tr5$ и $Tr6$ с хорошей изоляцией между обмотками. При помощи этих трансформаторов выходные импульсы блокинг-генераторов передаются в блок $СУС$ и далее на счетчик импульсов $СИ$.

Структурная схема интегрирующего усилителя приведена на рис. 4-26. Он состоит из корректирующего усилителя постоянного напряжения с модуляцией и демодуляцией сигнала, широкополосного усилителя постоянного тока, интегрирующей цепи обратной связи и нелинейной цепи обратной связи. Усилитель с модуляцией и демодуляцией сигнала состоит из оптронных преобразователей M и DM , усилителя переменного напряжения $У1$ и фильтра нижних частот R_{ϕ} , $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$. Выходной сигнал корректирующего усилителя поступает на вход широкополосного усилителя $У2$ и на 80 дБ снижает его дрейф нулевого уровня. С помощью нелинейной обратной связи, включающей диоды $D1—D4$ и стабилитроны $D5—D6$, интегрирующий усилитель защищен от перегрузок по входному сигналу. Интегрирующий конденсатор $C_{\text{н}}$ включен между выходом усилителя и точкой суммирования входных токов.

Преобразователь $ПНЧ$ прибора $TR6154M$ построен по схеме, подобной схеме рис. 4-25. Отличительной особенностью является применение интегрирующего усилителя с электрометрической малощумящей лампой и контактным преобразователем на входе корректирующего усилителя.

Структурная схема интегрирующего цифрового вольтметра типа $LM1420-2$ приведена на рис. 4-27. Он состоит из преобразователя напряжения в частоту и счетчика импульсов. Преобразователь напряжения в частоту построен по схеме с импульсной обратной

связью, однако в отличие от преобразователя прибора ДУ2401С этот преобразователь работает только при сигнале одной полярности. При изменении полярности входного сигнала производится коммутация входных зажимов прибора при помощи реле $P1$. Для исключения ошибки измерения при воздействии на вход прибора переменного напряжения помехи нулевому значению измеряемого напряжения соответствует начальная частота преобразователя, вызывающая заполнение счетчика на 10% максимального значения

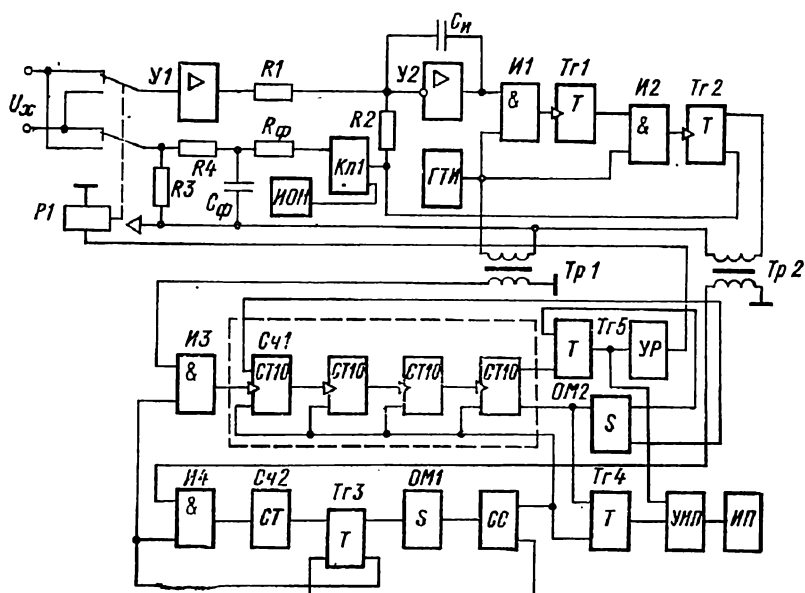


Рис. 4-27. Схема вольтметра типа LM1420-2

(200 знаков при предельном заполнении 2000 знаков). Таким образом, напряжение помехи, не превышающее 10% значения предела измерения, будет ослабляться за счет интегрирующего действия прибора. При увеличении напряжения помехи свыше $0,1 U_{\text{пр}}$ погрешность измерения резко возрастает.

Преобразователь напряжения в частоту состоит из входного усилителя $Y1$, интегрирующего усилителя $Y2$, цепей $R1, R2, C_n$ заряда и разряда интегратора, генератора тактовых импульсов ΓTI , схемы импульсной обратной связи на триггерах $Tr1, Tr2$ и логических схемах $И1, И2$, источника образцового напряжения $ИОН$, ключевой схемы $Кл1$, сглаживающего фильтра R_ϕ, C_ϕ и цепи $R3, R4$ отрицательной обратной связи по постоянному напряжению.

Измеряемое напряжение U_x через контакты реле полярности $P1$ подается на вход преобразователя. Последовательно с источ-

ником измеряемого напряжения включен резистор R_3 , на котором формируется напряжение $U_{o.c}$ обратной связи. Разность напряжений ($U_x - U_{o.c}$) подводится к входу усилителя $У1$ и после усиления через резистор $R1$ поступает на вход интегрирующего усилителя $У2$.

Схема импульсной обратной связи вырабатывает импульс разряда интегратора, длительность которого равна периоду следования импульсов тактового генератора $ГТИ$, а момент появления определяется выходным напряжением интегратора. Применение двухтактной схемы формирования импульса обратной связи на триггерах T_{21} и T_{22} позволяет поддерживать длительность импульса обратной связи постоянной при любых значениях измеряемого напряжения.

Генератор $ГТИ$ создает последовательность коротких задержанных импульсов с частотой 5000 кГц. Когда выходное напряжение интегратора достигает значения, соответствующего отпирантию схемы $И1$, то первый импульс генератора $ГТИ$ вызывает опрокидывание триггера T_{21} . Выходной сигнал триггера T_{21} разрешает прохождение через схему $И2$ второго задержанного импульса генератора $ГТИ$ и приводит к опрокидыванию триггера T_{22} . Следующие за этим задержанные импульсы вначале возвращают в исходное состояние триггер T_{21} , а затем триггер T_{22} .

Выходной импульс триггера T_{22} через резистор $R2$ производит разряд интегратора и управляет ключом $Кл1$, пропускающим напряжение от источника $ИОН$ на вход фильтра R_{ϕ}, C_{ϕ} . Постоянная составляющая выходного напряжения фильтра поступает на делитель $R3, R4$ цепи отрицательной обратной связи по постоянному напряжению.

Связь блока $ПНЧ$ со счетчиками и схемой управления осуществляется через разделительные импульсные трансформаторы $Tr1$ и $Tr2$. Через трансформатор $Tr1$ выходные импульсы $ПНЧ$ поступают на счетчик $Cч1$ индикатора, а через трансформатор $Tr2$ выходные импульсы тактового генератора $ГТИ$ поступают на вход счетчика $Cч2$ периода измерения. Переключением счетчика $Cч2$ период измерения может быть установлен равным 20, 40 или 80 мс.

В автоматическом режиме работы схема сброса $СС$ вначале устанавливает счетчик $Cч1$ и триггер T_{23} периода измерения в нулевое положение. При этом сигнал с выхода триггера T_{23} открывает ключи $И3$ и $И4$, разрешая прохождение импульсов на входы счетчиков $Cч1$ и $Cч2$. При заполнении счетчика $Cч2$ триггер T_{23} возвращается в исходное состояние и запирает ключи $И3$ и $И4$, прекращая поступление импульсов в счетчики $Cч1$ и $Cч2$. Инверсный сигнал триггера T_{23} запускает одностабильную схему $ОМ1$, которая вырабатывает импульс длительностью 10 мс, необходимый для разрешения индикации результата, накопленного в счетчике $Cч1$. В конце этого импульса схема сброса $СС$ приводит счетчик $Cч1$ в нулевое состояние и опрокидывает триггер T_{23} , разрешая начало нового цикла измерения.

Определение полярности измеряемого напряжения производится дополнительной логической схемой, которая управляет индикатором полярности *ИП* и приводит в действие реле *Р1*. Для определения полярности используется начальное показание счетчика *Сч1* при нулевом входном сигнале. Если входной сигнал имеет полярность, при которой начальная частота *ПНЧ* увеличивается, то результат, накопленный в счетчике, становится больше 200 знаков. При этом триггер *Тз4*, предварительно установленный в нулевое положение схемой сброса *СС*, приводит в действие схему управления индикатором полярности *УИП*, но реле *Р1* не переключается.

Если входной сигнал имеет противоположную полярность, то начальная частота *ПНЧ* снижается, а результат, накопленный в счетчике, становится меньше 200 знаков. Такое состояние счетчика используется для переключения триггера полярности *Тз5* при помощи одностабильной схемы *ОМ2*. Переключение триггера *Тз5* приводит к срабатыванию реле *Р1* и изменению полярности сигнала на входе *ПНЧ*. Одновременно триггер *Тз4* устанавливает индикатор полярности *ИП* в состояние, соответствующее полярности измеряемого напряжения.

4-4. Интегрирующие цифровые вольтметры с временным преобразованием

Интегрирующие цифровые вольтметры с временным преобразованием получили широкое распространение как в СССР, так и за рубежом. Основные характеристики приборов с временным преобразованием приведены в табл. 4-3. Большинство вольтметров работает по методу двойного интегрирования напряжения. В СССР выпускаются лабораторные и щитовые вольтметры двойного интегрирования с погрешностью от 0,01 до 0,5%. Некоторые типы вольтметров имеют устройство автоматического переключения пределов и автоматического определения полярности измеряемого напряжения. Время измерения такими приборами имеет значение от 40 мс до 1 с [18].

Основными преимуществами ИЦВ двойного интегрирования являются сравнительная простота схемы, возможность широкого применения интегральных микросхем и включения входных фильтров, сравнительно высокая точность. К недостаткам таких вольтметров в основном относится увеличение времени измерения в два раза по сравнению с приборами частотного преобразования. С целью повышения помехозащищенности многие приборы имеют устройства автоматической подстройки времени интегрирования к периоду напряжения сети. При этом ослабление наложенных помех с частотой сети увеличивается до 100—120 дБ.

Особенности построения схем ИЦВ с временным преобразованием рассмотрим на примерах построения приборов типа Ф30 и АЦИНТ (СССР).

Таблица 4-3

Модель	Предел измерения, В	Разрешающая способность	Погрешность, %	Чувствительность, МКВ	Время одного измерения, с	Входное сопротивление, МОм
ФЗО (ЗИП, г. Краснодар)	0,01—0,1—1—10— 100—350	1:16000	0,15	1	0,04—1,0	50—500— 1000—10— 10—10
ЦУИП (СССР)	0,01—0,1—1—10— 100—350	1:16000	0,1	1	0,04—2	50—500— 1000—10— 10—10
Щ1413 («Вибратор», г. Ленинград)	0,1—1—10—100— 1000	1:12000	0,05	100	0,16—2	1000—1000— 1000—10—10
ВК2-20 (ЛПТО им. Лес- нича, г. Львов)	0,002—0,02—0,2— 2—20—200	1:2000	0,2—0,3	1	0,04—0,1	1—1—10— 100—10—10
Ф2001 (Электроточ- прибор, г. Омск)	0,1—1—10—100	1:1000	0,2	100	0,04	6—1—10—10
Ф210 (Электроточ- прибор, г. Омск)	1	1:1000	0,5	1000	0,04	0,1
3450 («Хьюлетт- Паккард», США)	0,1—1—10—100— 1000	1:200000	0,005	1	0,4	10000
501А («Фенлоу», Англия)	0,1—1—10— 100—1000	1:14000	0,01	10	0,04	10000
ТЕ315А («Текелек», Франция)	1—10—100—1000	1:120000	0,005	10	0,1	1000
TR6715 («Такеда Рикен», Япония)	0,3—3—30— 300—1000	1:30000	0,01	10	0,04	1000
180 («Кейтли», США)	0,0001—0,001— 0,01—0,1—1	1:20000	0,01	0,01	3,0	30

На рис. 4-28 приведена структурная схема прибора ФЗО. Прибор состоит из измерительного и цифрового блоков. В измерительный блок входят преобразователь ПНВ напряжения во временной интервал, источники ИОН образцового напряжения и входное устройство ВУ. Выходные сигналы ПНВ начала и конца интегрирования через трансформатор $Tr1$ поступают в цифровой блок и разделяются там селектором C .

Последовательность работы всех узлов и блоков прибора устанавливается синхронизатором CC , входящим в цифровой блок. Импульсы генератора опорной частоты $ГОЧ$ поступают на вход пропускания $СП$, которая открывается импульсом, поступающим из блока синхронизатора CC и задержанным относительно конца интегрирования на время 100 мкс. Запирание схемы пропускания производится импульсом конца интегрирования из измерительного

блока. Прошедшие через схему *СП* импульсы поступают в счетчик *Сч* и после дешифратора *Дш* подаются в индикаторное устройство *ИУ*.

Определение знака измеряемого напряжения производится схемой детектора полярности *ДП* при воздействии на него управляющих сигналов синхронизатора *СС* и селектора *С*. Индикация знака измеряемого напряжения производится индикатором полярности *ИП*.

Управляющие импульсы из синхронизатора *СС* поступают в измерительный блок непрерывно с периодом 40 мс. Также непре-

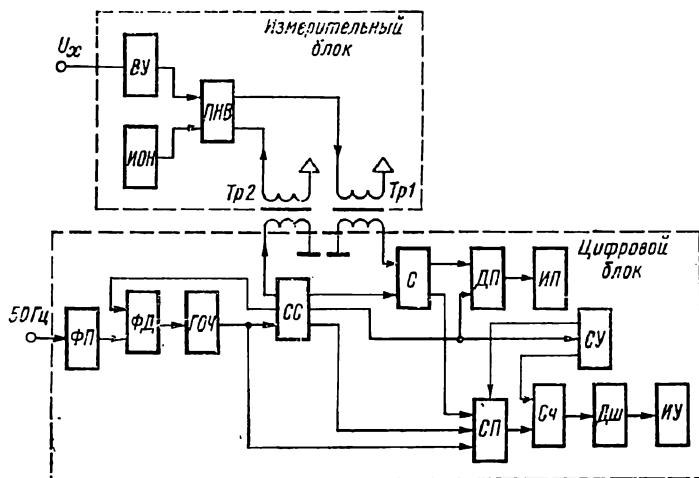


Рис. 4-28. Схема вольметра типа Ф30

рывно в цифровой блок поступают импульсы конца интегрирования и знака измеряемого напряжения. Из последовательности измерительных циклов и их результатов на индикаторное устройство схемой управления *СУ* пропускаются либо все результаты измерения (при отсчетном периоде 40 мс), либо выборочно, часть из них (при максимальном отсчетном периоде 2 с). Продолжительность отсчетного периода устанавливается вручную.

Для увеличения ослабления помехи с частотой сети 50 Гц прибор Ф30 имеет устройство подстройки времени интегрирования к периоду помехи. Это устройство состоит из формирователя периода помехи *ФП* и фазового детектора *ФД*. Импульсы генератора *ГОЧ* поступают на синхронизатор *СС*, в котором формируется импульс с длительностью, равной интервалу первого такта интегрирования. Этот импульс поступает на вход фазового детектора *ФД*, а на другой его вход подается сигнал из блока *ФП*. Выходной сигнал фазового детектора *ФД* управляет частотой *ГОЧ* таким образом, чтобы время интегрирования стало равным периоду помехи. Для

ослабления влияния помехи общего вида питание измерительного блока производится от изолированного источника.

На рис. 4-29 приведена функциональная схема преобразователя ПНВ. Последовательность работы ПНВ устанавливается импульсами синхронизатора *СС*, поступающими через трансформатор *Тр2*. Весь цикл работы преобразователя ПНВ разделен на три такта. В первом такте в течение времени t_0 производится интегрирование измеряемого напряжения U_x . Во втором такте длитель-

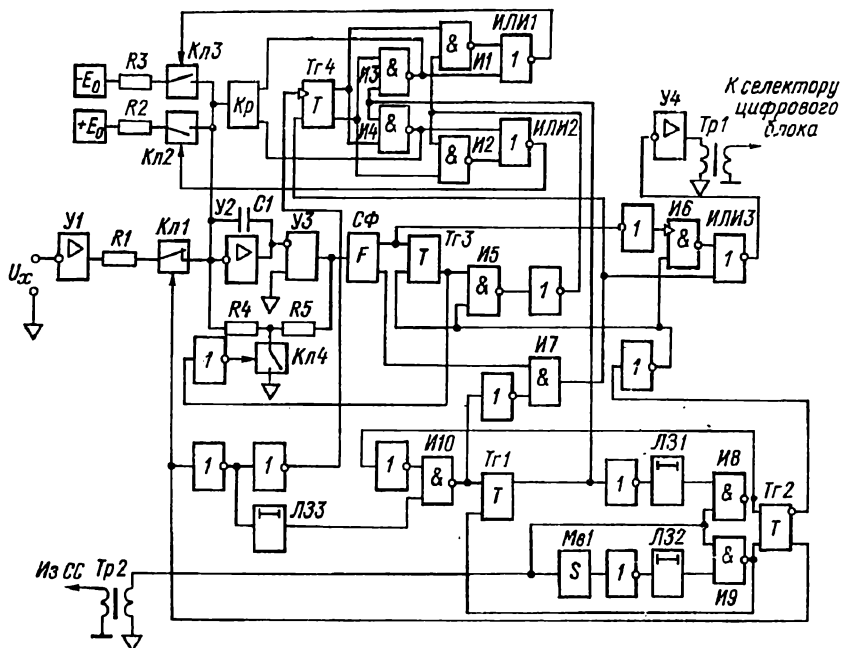


Рис. 4-29. Схема преобразователя вольтметра типа Ф30

ностью t_k производится определение знака измеряемого напряжения и коррекция погрешности, вызванной задержкой импульсов управления. В третьем такте длительностью t_x производится разряд интегратора до нулевого значения выходного напряжения.

Первый такт начинается при поступлении импульса запуска из блока синхронизатора *СС* на вход схем И8 и И9. При этом триггер *Тр2* устанавливается в состояние, при котором замыкается ключ *Кл1* и на вход интегрирующего усилителя *У2* через входной усилитель *У1* и резистор *Р1* подается измеряемое напряжение U_x , а выходное напряжение *У2* линейно изменяется во времени со скоростью, пропорциональной U_x .

Второй такт начинается при поступлении импульса начала коррекции из схемы *СС* на вход схем И8 и И9. При этом триггер *Тр2* остается в прежнем состоянии, а ключ *Кл1* остается замкнутым.

Импульс начала коррекции проходит через схемы И8 и И10 и устанавливает триггер $Tz1$ в состояние, при котором разрешается прохождение импульсов через схемы И3 и И4. Импульс коррекции через схему И7 устанавливает триггер $Tz4$ в состояние, обусловленное полярностью измеряемого напряжения. Сигнал отрицательной полярности измеряемого напряжения, снимаемый с выхода схемы формирования $C\Phi$, разрешает прохождение импульса коррекции через схему И7 на вход триггера $Tz4$. Сигнал отрицательной полярности измеряемого напряжения запрещает прохождение импульса коррекции через схему И7, и состояние триггера $Tz4$ не изменяется. Сигнал полярности через схемы ИЛИЗ, У4 и трансформатор $Tr1$ выводится в цифровой блок.

В результате анализа полярности измеряемого напряжения триггер $Tz4$ через схемы И1, И2 и ИЛИ1, ИЛИ2 управляет ключами $Kл2$ и $Kл3$ и через резисторы $R2$ и $R3$ подключает на вход интегратора У2 напряжение E_0 , полярность которого совпадает с полярностью измеряемого напряжения на входе интегратора. В результате на время коррекции t_k скорость нарастания напряжения на выходе интегратора увеличивается. Кроме того, управляющие сигналы с выходов схем И3 и И4 поступают на корректор Kp и подключают на время t_k корректирующее напряжение необходимого значения и полярности к входу интегратора У2.

Третий такт начинается при поступлении из блока CC импульса начала разряда интегратора. Этот импульс проходит через схему И9, так как предшествующий ему импульс коррекции запускает ждущий мультивибратор $Mв1$, который вырабатывает импульс разрешения и через устройство задержки $LЗ2$ подводит его к схеме И9. Выходной сигнал схемы И9 переключает триггер $Tz2$, в результате чего ключ $Kл1$ размыкается. Через схему И5 выходные сигналы триггеров $Tz2$ и $Tz3$ управляют ключами $Kл2$ и $Kл3$ и подключают к входу интегратора напряжение E_0 , необходимое для разряда интегратора У2.

Разряд интегратора продолжается до тех пор, пока напряжение на его выходе не станет равным нулю. Момент времени, соответствующий нулевому выходному напряжению, фиксируется компаратором У3, который управляет схемой формирования $C\Phi$. Выходной сигнал схемы формирования $C\Phi$ через схему И7 возвращает триггер $Tz4$ в исходное состояние, ключи $Kл2$, $Kл3$ размыкаются и источник E_0 отключается от интегратора.

Через схему И6 импульс окончания цикла поступает на схему ИЛИЗ и через трансформатор $Tr1$ выводится в цифровой блок. Кроме того, выходной сигнал триггера $Tz3$ размыкает ключ $Kл4$, вводя цепь отрицательной обратной связи через резисторы $R4$, $R5$ с выхода компаратора на вход интегратора, фиксируя тем самым начальное состояние схемы.

Функциональная схема цифрового блока приведена на рис. 4-30. Цифровой блок осуществляет формирование импульсов управления измерительным циклом; автоматическую подстройку интервала

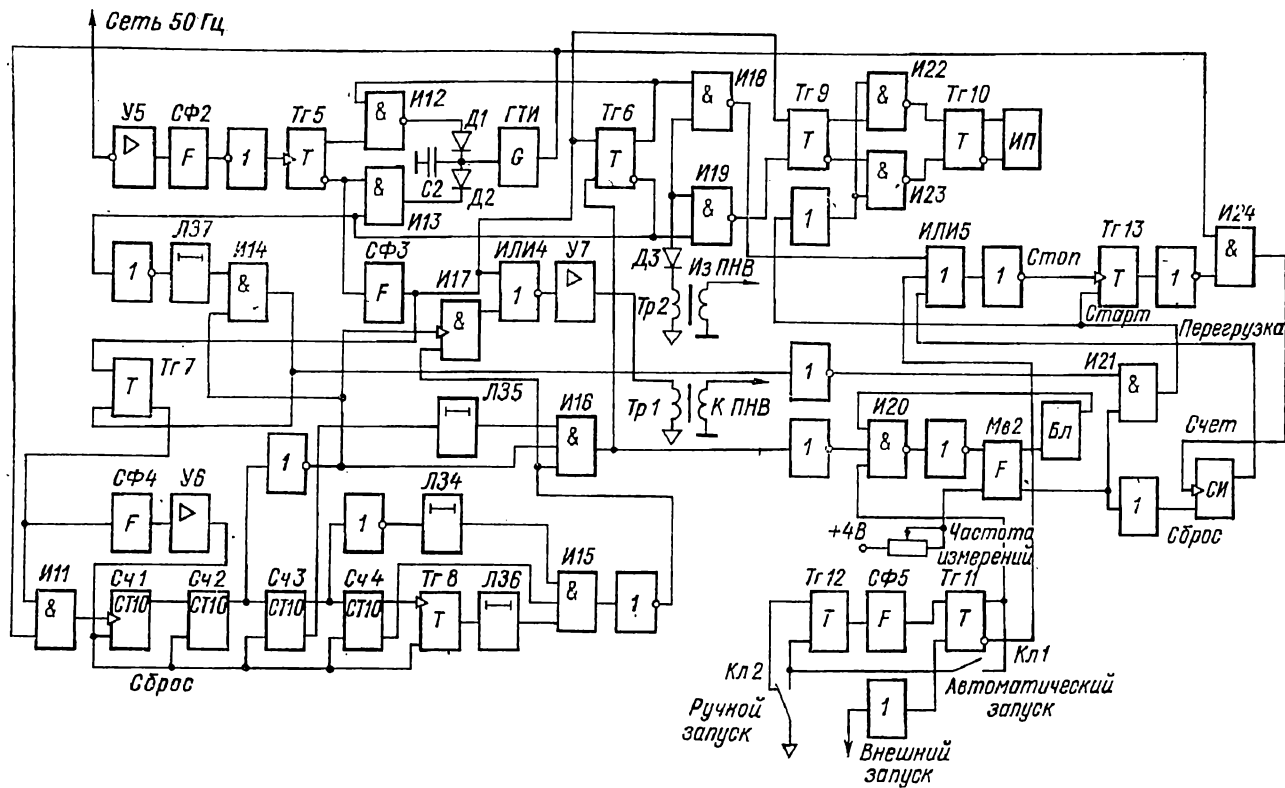


Рис. 4-30. Схема цифрового блока вольтметра типа Ф30

интегрирования к периоду сети; обработку результатов измерения; индикацию измеряемой величины, ее полярности и размерности; ручной, автоматический или дистанционный запуск прибора; вывод информации для цифрорпечатающей машины.

Для формирования импульсов управления измерительным циклом используется напряжение сети 50 Гц, которое после усилителя $У5$ и формирователя $СФ2$ преобразуется в последовательность коротких прямоугольных импульсов, управляющих триггером $Тз5$, осуществляющим деление частоты сети в два раза. Выходные импульсы триггера $Тз5$ поступают на формирующее устройство $СФ3$, которое преобразует их в короткие импульсы запуска, поступающие через схемы ИЛИ4, $У7$ и трансформатор $Тр1$ в блок ПНВ.

Импульс запуска устанавливает триггер $Тз7$ в состояние, при котором счетные импульсы от генератора $ГТИ$ проходят через схему И11 на вход счетчика, состоящего из четырех декад $Сч1—Сч4$ и триггера $Тз8$ со счетным входом. Выходы счетчика подключены к схеме формирования импульсов коррекции и начала разряда интегратора. Импульсы коррекции и начала разряда интегратора вырабатываются схемой И15 при поступлении в счетчик соответственно 19 900 и 20 000 импульсов из генератора $ГТИ$. Эти импульсы через схемы И17, ИЛИ4, $У7$ и трансформатор $Тр1$ поступают в блок ПНВ.

При поступлении в счетчик 20 000 импульсов изменяется состояние триггера $Тз6$ и разрешается прохождение 20 100-го импульса через схему И14. Этот импульс изменяет состояние триггера $Тз7$ и через схемы $СФ4$ и $У6$ осуществляет сброс счетчика в нулевое состояние.

Автоматическая подстройка времени интегрирования к периоду напряжения сети осуществляется схемами И12 и И13, которые сравнивают длительности периодов напряжения сети с выхода триггера $Тз5$ и времени интегрирования с выхода триггера $Тз6$. Если частота сети выше 50 Гц, то на выходе схемы И13 появляются импульсы положительной полярности, которые через диод $Д1$ уменьшают отрицательное напряжение на конденсаторе $С2$ и тем самым увеличивают частоту генератора $ГТИ$. Если частота сети меньше 50 Гц, то на выходе схемы И12 появляются импульсы, которые через диод $Д2$ увеличивают отрицательное напряжение на конденсаторе $С2$ и уменьшают частоту генератора $ГТИ$.

При работе в режиме автоматического запуска импульс начала разряда интегратора с выхода схемы И16 поступает на вход схемы И20, которая пропускает его при замкнутом ключе $Кл2$ и наличии сигнала разрешения со схемы блокировки $Бл$. Этот импульс запускает ждущий мультивибратор $Мв2$, который синхронизирует работу счетчика индикатора $СИ$ и индикатора полярности $ИП$. При срабатывании мультивибратора $Мв2$ вырабатывается импульс, длительность которого зависит от сопротивления резистора $Р4$ («Частота измерений»). Повторный запуск мультивибратора $Мв2$

становится возможным только при отпирании схемы И20 выходным сигналом схемы блокировки *Бл*.

Выходной сигнал мультивибратора *Мв2* через схему И21 устанавливает триггер *Тг13* в состояние, при котором разрешается поступление импульсов от генератора *ГТИ* через схему И24 на счетный вход счетчика индикатора *СИ*. В случае перегрузки счетчика его выходной импульс, поступающий на схему ИЛИ5, отключает триггер *Тг13* и запрещает поступление импульсов в счетчик. Сброс счетчика индикатора *СИ* в нулевое состояние производится задним фронтом мультивибратора *Мв2*.

Импульсы полярности измеряемого напряжения, поступающие из блока *ПНВ* через трансформатор *Тр2* и диод *Д3* на вход схем И18, И19, устанавливают триггер *Тг9* в состояние, при котором обеспечивается индикация необходимого знака в блоке *ИП*. Разрешение на индикацию знака поступает с выхода схемы И21 на вход схем И22, И23. В результате триггер *Тг10* включает в блоке *ИП* индикатор, знак которого соответствует полярности измеряемого напряжения.

При дистанционном запуске импульс поступает с контакта «Внешний запуск» на триггер *Тг11* и устанавливает его в состояние, при котором разрешается прохождение одного импульса запуска через схему И20 на вход мультивибратора *Мв2*. Частота измерений в этом случае определяется частотой поступления пусковых импульсов.

Однократное измерение производится при нажатии кнопки *Кн1* «Ручной запуск». При этом происходит переключение триггера *Тг12* и его выходной импульс через формирователь *СФ5* устанавливает триггер *Тг11* в состояние, при котором возможен запуск ждущего мультивибратора *Мв2*. В дальнейшем цикл измерения протекает аналогично режиму автоматического запуска.

Автоматический цифровой измеритель напряжения и тока АЦИНТ предназначен для работы в системах сбора информации. Прибор обеспечивает измерение постоянного тока в пределах от 10 пА до 100 мА и постоянного напряжения в пределах от 100 мкВ до 100 В. Выбор режима измерения (тока или напряжения) определяется программным устройством системы сбора информации и обеспечивается подачей соответствующих импульсов на вход схемы управления. Определение полярности измеряемого тока или напряжения и выбор предела измерения производится автоматически. Информация о роде измеряемой величины, полярности и значении тока или напряжения выводится на цифровой индикатор и в параллельном двоично-десятичном коде на цифropечатающее устройство. Прибор имеет полную гальваническую развязку от силовой питающей сети и выполнен на интегральных микросхемах серий К140 и К155. В качестве аналоговых ключей использованы герметизированные контакты и полевые транзисторы типа КП304А.

Упрощенная структурная схема автоматического цифрового измерителя приведена на рис. 4-31. Прибор состоит из пяти основ-

ных узлов: 1) входного устройства ВУ (включающего электрометрический усилитель, логарифматор, блок переключения предела и устройство гальванического разделения); 2) блока выбора предела измерения БВП; 3) аналого-цифрового преобразователя АЦП, работающего по методу двойного интегрирования; 4) блока управления и индикации БУИ, определяющего последовательность работы и переключения отдельных элементов схемы, и 5) источника питания БПП прибора. Работа прибора по структурной схеме иллюстрируется временными диаграммами, изображенными на рис. 4-32.

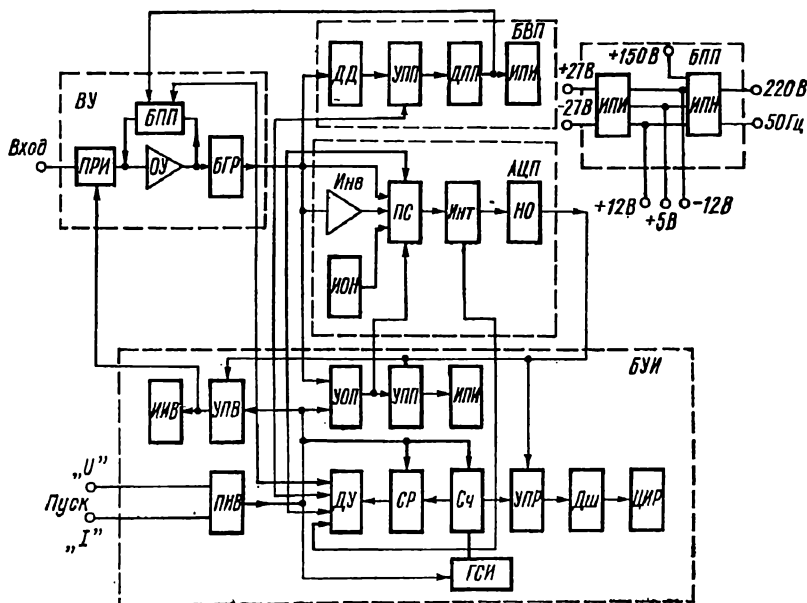


Рис. 4-31. Схема прибора типа АЦИНТ

Измеряемая величина I (ток или напряжение) через переключатель рода измерения ПРИ подводится к входу электрометрического операционного усилителя ОУ, выполненного по двухканальной схеме с модулятором на электрометрических варикапах. Усилитель имеет входное сопротивление более 1 МОм, коэффициент усиления на постоянном токе более $3 \cdot 10^6$, полосу пропускания около 1 кГц, напряжение и ток смещения нулевого уровня 15 мкВ и 2,5 нА соответственно. Изменение чувствительности усилителя обеспечивается включением соответствующего измерительного резистора в цепь параллельной отрицательной обратной связи в блоке переключения пределов БПП. В режиме выбора предела измерения в цепь отрицательной обратной связи ОУ включается логарифмирующий электрометрический диод. Выходной сигнал ОУ через

устройство гальванического разделения *БГР* поступает на блок выбора предела измерения *БВП* и аналого-цифровой преобразователь *АЦП*.

Блок выбора предела измерения *БВП* состоит из многоканального дифференциального дискриминатора *ДД*, устройства памяти *УПП*, дешифратора пределов *ДПП*, который управляет реле в блоке переключения пределов и индикатора предела измерения *ИПИ*. Запись состояния компараторов дифференциального дискриминатора *ДД* в память *УПП* производится по сигналу из блока управления *БУИ*.

Аналого-цифровой преобразователь *АЦП* состоит из инвертора *Инв* выходного сигнала блока гальванического разделения, переключателя сигнала *ПС*, интегратора *Инт*, детектора нулевого уровня *НО* и источника опорного напряжения *ИОН*. На вход интегратора *Инт* через переключатель *ПС* подается положительный сигнал в режиме инвертирования измеряемого напряжения и отрицательный сигнал от *ИОН* при интегрировании образцового напряжения. В зависимости от полярности измеряемого сигнала

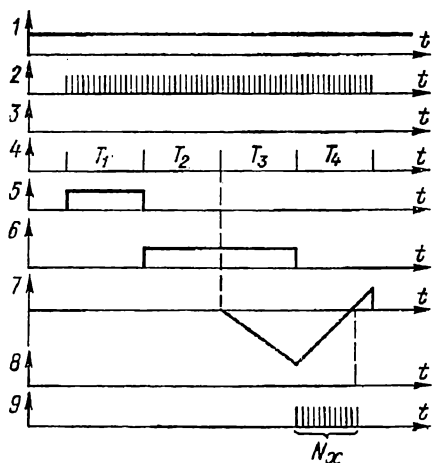


Рис. 4-32. Временные зависимости прибора типа АЦИНТ

на вход интегратора поступает или сигнал с выхода *БГР* или инвертированный сигнал с выхода *Инв*. Нуль-орган *НО* определяет момент времени полного разряда интегратора от *ИОН*.

Основным логическим устройством измерителя, определяющим последовательность включения и взаимодействия отдельных узлов, является блок управления *БУИ*, который состоит из генератора счетных импульсов *ГСИ*, счетчика-распределителя *СР*, дешифратора управляющих импульсов *ДУ*, основного счетчика *Сч*, дешифратора *Дш* состояний счетчика *Сч*, устройства памяти результатов измерения *УПР*, цифрового индикатора результата измерения *ЦИР*, устройства определения полярности *УОП*, устройства памяти полярности *УПП*, индикатора полярности *ИПИ*, устройства переключения рода измеряемой величины *ПИВ*, устройства памяти измеряемой величины *УПВ* и индикатора измеряемой величины *ИИВ*.

При подаче на один из входов переключателя рода измеряемой величины *ПИВ* пускового импульса 2 происходит обнуление счетчиков *Сч* и *СР* и включение генератора счетных импульсов *ГСИ*. Генератор счетных импульсов синхронизирован кварцем и имеет

частоту выходных импульсов 50 кГц. Выходные импульсы 3 ГСИ поступают в счетчик *С₄*, заполнение которого происходит за время 20 мс. Импульсы переполнения 4 счетчика *С₄* поступают в счетчик-распределитель *СР*, который формирует четыре последовательных временных интервала длительностью 20 мс каждый. Управляющие импульсы формируются дешифратором *ДУ* счетчика-распределителя *СР*. Эти импульсы используются для управления ключами во входном устройстве *ВУ*, аналого-цифровом преобразователе АЦП и блоке выбора пределов *БВП*.

Одновременно с началом счета импульсов счетчиком *С₄* определяется полярность и род измеряемой величины. Для определения рода измеряемой величины (напряжения или тока) сигнал из блока переключателя *ПИВ* поступает в устройство памяти *УПВ* и в конце цикла измерения по сигналу нуль-органа *НО* передается на индикатор рода измеряемой величины *ИИВ*.

Для определения полярности измеряемой величины сигнал с выхода входного устройства *ВУ* подводится к устройству определения полярности *УОП*. Так как в начале измерительного цикла обратная связь в усилителе *ОУ* отсутствует, то под действием измеряемой величины он приходит в одно из крайних насыщенных состояний и полярность его входного сигнала определяется блоком *УОП* по сигналу с выхода *ПИВ*. Информация о полярности измеряемой величины запоминается в устройстве памяти полярности *УПП* и в конце цикла измерения по сигналу нуль-органа *НО* передается в индикатор полярности *ИПИ*.

Выходные импульсы 4 основного счетчика-синхронизатора *С₄*, следующие через интервал времени 20 мс, поступают в счетчик-распределитель *СР*. Дешифратор управления *ДУ* определяет состояние счетчика-распределителя *СР* и вырабатывает командные сигналы в блоки *ВУ*, *БВП* и АЦП. При поступлении пускового импульса на вход *ПИВ* дешифратор *ДУ* по нулевому состоянию счетчика *СР* вырабатывает импульс длительностью $T_1 = 20$ мс, поступающий в блок переключения пределов *БПП*, который включает в цепь обратной связи усилителя *ОУ* логарифмирующий диод и обеспечивает тем самым сжатие динамического диапазона измеряемой величины на восемь порядков.

Выходное напряжение *ВУ*, пропорциональное логарифму входной величины, подводится к блоку выбора пределов *БВП*, дифференциальный дискриминатор *ДД* которого определяет порядок измеряемой величины. Информация о порядке измеряемой величины передается в устройство памяти предела измерения *УПП* по сигналу из блока *ДУ*, который поступает через 20 мс после подачи пускового импульса на вход блока *ПИВ*.

Дешифратор *ДПП* блока *БВП* определяет состояние устройства памяти *УПП* и передает информацию о пределе измерения на индикатор предела измерения *ИПИ* и в блок переключения предела *БПП*, который с помощью реле на герметизированных контактах отключает логарифмирующий диод и включает в цепь обратной

связи *ОУ* измерительный резистор, соответствующий выбранному пределу измерения.

После включения измерительного резистора следующий временной интервал T_2 длительностью 20 мс используется для снижения погрешности, вызванной нестационарными процессами в высокочувствительном электрометрическом усилителе *ОУ*. Через интервал времени T_2 , когда переходные процессы, вызванные включением измерительного резистора, закончатся, начинается режим аналогоцифрового преобразования измеряемой величины.

По сигналу из устройства определения полярности *УОП* и дешифратора управления *ДУ* переключатель сигналов *ПС* включает на вход интегратора *Инт* положительное напряжение, пропорциональное измеряемой величине. В течение следующего интервала времени $T_3 = 20$ мс интегратор *Инт* производит интегрирование этого напряжения.

Через интервал времени T_3 , когда процесс интегрирования измеряемой величины закончится, переключатель *ПС* по сигналу из блока дешифратора *ДУ* подключает к входу интегратора *Инт* на время $T_4 = 20$ мс напряжение отрицательной полярности от блока опорного напряжения *ИОН*, и начинается разряд интегратора. Максимальное время разряда интегратора, соответствующее максимальному входному сигналу, равно времени заряда интегратора и составляет 20 мс.

Когда выходное напряжение интегратора *Инт* становится равным нулю, срабатывает детектор нулевого уровня *НО*, выходной сигнал δ которого обеспечивает запись в устройство памяти *УПР* результата измерения θ , определяемого состоянием счетчика *Сч*. После дешифратора *Дш* результат измерения поступает на цифровой индикатор *ЦИР*. Выходной сигнал детектора нулевого уровня *НО* также используется для передачи в индикаторное устройство информации о роде и полярности измеряемой величины.

В конце измерительного интервала T_4 выходной импульс дешифратора *ДУ* разряжает и отключает интегратор *Инт* и отключает генератор счетных импульсов *ГСИ*. На этом процесс измерения заканчивается и в памяти индикаторных устройств сохраняется информация о роде, полярности, пределе измерения и значении измеряемой величины.

Следующий цикл измерения начинается с подачи пускового импульса на вход *ПИБ*, однако смена информации в индикаторных устройствах произойдет только в конце измерительного цикла, т. е. через интервал времени, равный примерно 80 мс.

Блок питания прибора *БПП* состоит из двух источников *ИПН* и *ИПИ*. Источник питания *ИПН* содержит стабилизированные выпрямители с напряжениями + 12 В и — 12 В для питания операционных усилителей в блоках *БВП* и *АЦП*, стабилизированный выпрямитель с напряжением + 5 В для питания логических устройств и нестабилизированный выпрямитель + 150 В для питания индикаторных газоразрядных ламп.

Источник питания *ИПИ* содержит преобразователь напряжения, обеспечивающий гальваническую развязку блока *ВУ* по цепи питания, и два стабилизированных выпрямителя с напряжениями $+27$ В и -27 В для питания электрометрического операционного усилителя *ОУ*. Преобразователь напряжения работает на частоте 12,5 кГц и синхронизирован кварцевым генератором блока *ГСИ*.

Функциональная схема прибора АЦИНТ приведена на рис. 4-33. Измеряемая величина подается на вход прибора, который гальванически отделен от корпуса. При замкнутом контакте реле *Р1* прибор работает в режиме измерения тока, а при разомкнутом — в режиме измерения напряжения. Выбор режима работы производится подачей управляющего импульса на соответствующий пусковой вход, который соединен с одностабильными мультивибраторами на схемах *И5*, *И6*, *И8* и *И10*. При поступлении импульса на соответствующий вход триггер на схемах *И7*, *И11* устанавливается в положение, при котором обмотка реле *Р1* или подключается к напряжению питания или обесточивается. Выходные сигналы триггера через схемы *И25*, *И27* устанавливают в соответствующее положение триггер памяти рода измеряемой величины на схемах *И26*, *И28*. В результате включается одна из индикаторных ламп *Л3*, *Л4*.

Выходной сигнал усилителя *У1* поступает на модулятор *М*, выполненный на полевых транзисторах с изолированным затвором, и через разделительный трансформатор на демодулятор *Дм*, расположенный в заземленной части прибора. Выходной сигнал демодулятора поступает на фильтр Φ и далее в зависимости от полярности к интегратору на усилителе *У3*. При положительной полярности включается транзистор *Т1*, а при отрицательной полярности — транзистор *Т2*. При этом усилитель *У2* работает в режиме инвертора полярности сигнала. Включение транзисторов *Т1* и *Т2* производится триггером полярности на схемах *И17* и *И18*. Этот же триггер обеспечивает необходимую полярность логарифмирующего диода *Д1*, включенного в цепь обратной связи входного усилителя. Коммутация полярности диода производится реле *Р2* и *Р3*. Триггер полярности управляет также индикатором полярности на лампах *Л1*, *Л2*.

Синхронизация работы отдельных узлов прибора производится кварцевым генератором на схемах *И29*, *И30*. Выходные импульсы кварцевого генератора через делитель на триггере *Т24* поступают в счетчик-синхронизатор *С4*, который используется для создания тактовых импульсов с интервалом в 20 мс. Эти тактовые импульсы поступают на счетчик схемы управления, выполненный на триггерах *Т21—Т23*. Выходные сигналы триггеров поступают в дешифратор на схемах *И31—И35*. Дешифратор вырабатывает последовательность импульсов управления отдельными узлами прибора.

При поступлении пускового импульса на выходе схемы *И14* вырабатывается импульс сброса, который устанавливает триггеры *Т21—Т23* и счетчик *С4* в нулевое состояние. В результате выходной сигнал схемы *И31* дешифратора включает при помощи реле *Р4*

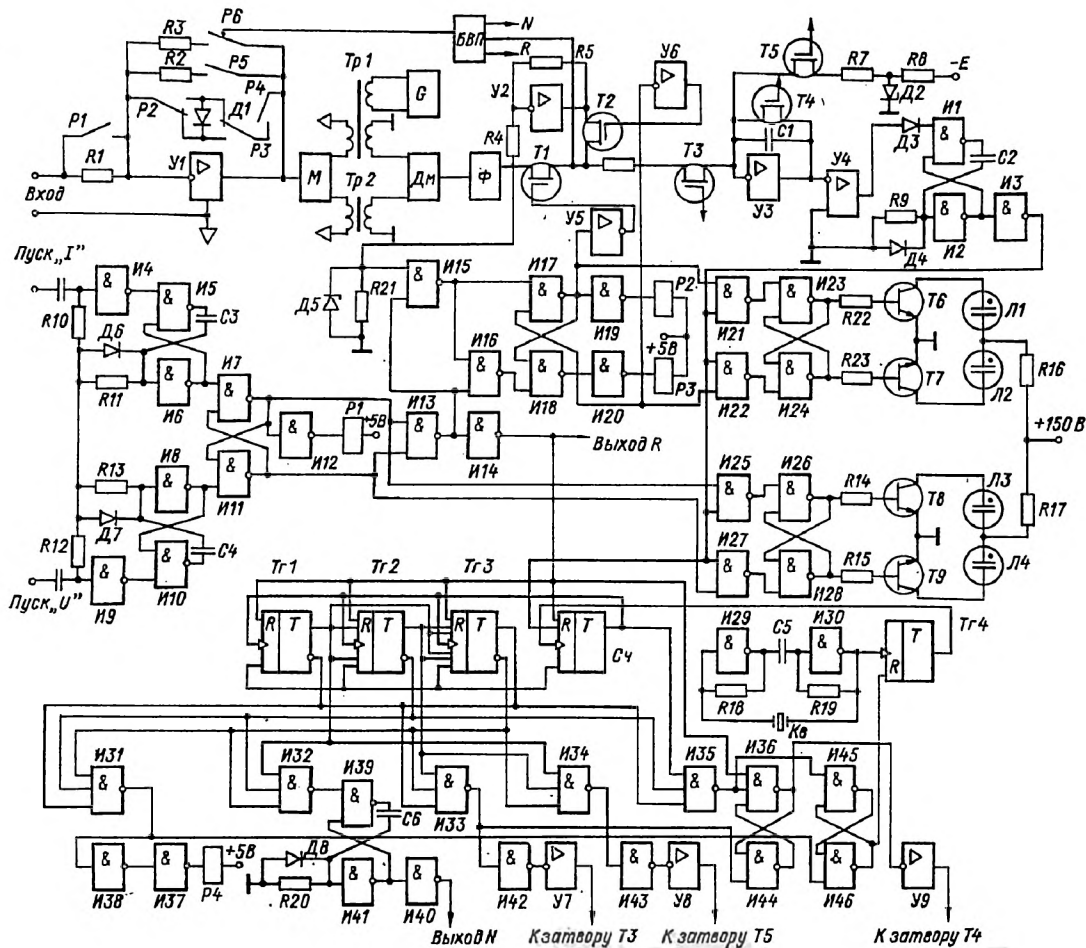


Рис. 4-33. Функциональная схема прибора типа АЦИНТ

логарифмирующий диод $D1$ во входном усилителе $У1$ и открывает делитель частоты на триггере $Tз4$. Счетные импульсы поступают на вход счетчика $Сч$ и через интервал времени 20 мс выходным импульсом счетчика включается схема И32. При появлении сигнала на выходе схемы И32 происходит срабатывание одностабильного мультивибратора на схемах И39, И41 и импульс длительностью 10 мкс поступает на блок выбора пределов $БВП$, разрешая включение одного из измерительных резисторов $R2—R3$ во входном усилителе. При этом реле $P4$ отключает логарифмирующий диод $D1$.

Через интервал времени 40 мс следующий выходной импульс счетчика $Сч$ приводит к появлению сигнала на выходе схемы И33, который замыкает ключ на транзисторе $T3$ и размыкает ключ на транзисторе $T4$. В результате на вход интегратора поступает измеряемое напряжение, и выходное напряжение интегратора линейно возрастает. Интегрирование измеряемого сигнала продолжается в течение 20 мс. Следующий выходной импульс счетчика $Сч$ приводит к появлению сигнала на выходе схемы И34, который замыкает ключ на транзисторе $T5$. При этом схема И33 запирает ключ на транзисторе $T3$.

Через замкнутый ключ на транзисторе $T5$ к входу интегратора подводится опорное напряжение от стабилизатора $D2$ и происходит разряд интегратора постоянным током. Разряд интегратора продолжается до тех пор, пока напряжение на его выходе не станет равным нулю, что устанавливается при помощи компаратора на дифференциальном усилителе $У4$. Выходной сигнал компаратора запускает ждущий мультивибратор на схемах И1—И2, который вырабатывает импульс записи результата измерения в память счетчика $Сч$. Одновременно в память переносятся состояния триггеров рода измеряемой величины и ее полярности. Информация о роде измеряемой величины, ее значении и полярности сохраняется в памяти до поступления следующего пускового импульса на вход прибора.

Цикл измерения заканчивается при поступлении очередного импульса из счетчика $Сч$ на вход счетчика схемы управления. При этом на выходе схемы И35 появляется сигнал, который приводит к переключению триггера на схемах И45—И46 и запиранию триггера $Tз4$, в результате счетные импульсы не поступают на вход счетчика $Сч$. Новый измерительный цикл начинается при поступлении пускового импульса на один из входов схем $И4$ или $И9$.

4-5. Интегрирующие цифровые вольтметры со статистическим осреднением

Зарубежными и отечественными фирмами выпускаются ИЦВ со статистическим осреднением от 10 до 100 отдельных измерений. Основные характеристики ИЦВ со статистическим осреднением приведены в табл. 4-4.

Таблица 4-4

Модель	Предел измерения, В	Разрешающая способность	Погрешность, %	Чувствительность, мкВ	Время одного измерения, с	Входное сопротивление, МОм
В7-16 (ЛПТО им. Ленина, г. Львов)	1—10—100—1 000	1:10 000	0,1	100	0,02	10
Венус-405 («Шнайдер», Франция)	1—10—100—1 000	1:60 000	0,02	100	1	10

Структурная схема ИЦВ типа В7-16 со статистическим осреднением 10 отдельных измерений приведена на рис. 4-34. Выбор режима работы — измерения постоянного напряжения, переменного напряжения или сопротивления — обеспечивается переключателем рода работы *П*.

Измеряемое постоянное напряжение U_x подается на входное устройство *ВУ*, которое содержит делитель напряжения, и приводится к номинальному пределу 1 В. Выходное напряжение делителя поступает далее на усилитель постоянного тока *УПТ*, выполненный по двухканальной схеме.

При измерении переменного напряжения выходное напряжение делителя подводится к преобразователю *ПН* переменного напряжения в постоянное, а затем уже полученное постоянное напряжение подводится к *УПТ*. При измерении сопротивлений используется предварительное преобразование измеряемого сопротивления R_x в эквивалентное ему постоянное напряжение.

Усилитель постоянного тока *УПТ*, функциональная схема которого приведена на рис. 4-35, *а*, предназначен для обеспечения высокого входного сопротивления прибора и преобразования измеряемого сопротивления в напряжение. Он состоит из двух отдельных усилителей — основного, состоящего из усилителей *У1* и *У2*, и дополнительного усилителя *У3*. Первый каскад основного усилителя *У1* имеет коэффициент усиления, равный 1, и работает в схеме преобразования измеряемого сопротивления в напряжение. Для этого на его выходе автоматически устанавливается напряжение +1 В, которое используется как эталонное при измерении сопротивлений. Включение в схему образцового $R_{эт}$ и измеряемого R_x резисторов показано на рис. 4-35, *а* штриховой линией. Эквивалентная схема входной цепи прибора при измерении сопротивлений приведена на рис. 4-35, *б*. В соответствии с этой эквивалентной схемой напряжение на выходе преобразователя определяется выражением

$$U_2 = E_0 \frac{1}{1 + KR_x/R_{эт}},$$

где $E_0 = 1$ В — напряжение смещения нулевого уровня.

При измерении напряжения резистор $R_{эт}$ отключается.

Второй каскад основного усилителя $У2$ обеспечивает общий коэффициент усиления $K_{a2} = 2$, необходимый при измерении напряжений.

Выходная характеристика основного усилителя смещена на $+2$ В таким образом, чтобы входному постоянному напряжению -1 В соответствовало выходное напряжение $+1$ В. Такое смещение выходной характеристики усилителя используется для создания условного нулевого уровня, относительно которого в блоке компараторов $БК$ производится сравнение пилообразного напряжения, вырабатываемого генератором $ГПН$, с положительным или отрицательным выходным напряжением $УПТ$. Дополнительный усилитель $У3$ используется для снижения дрейфа основного усилителя.

Блок компараторов $БК$ состоит из двух компараторов—сигнального и нулевого. На вход обоих компараторов подается пилооб-

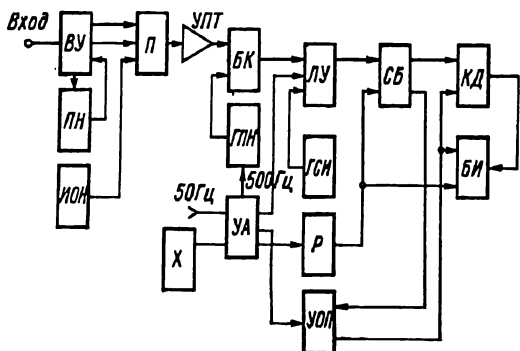


Рис. 4-34. Схема прибора типа В7-16

разное напряжение от $ГПН$. Вторым входом нулевого компаратора заземлен, а вторым входом сигнального компаратора подключен к выходу $УПТ$. Сигнальный компаратор срабатывает при равенстве измеряемого и пилообразного напряжения $ГПН$. Интервал времени T_x между моментами срабатывания нулевого и сигнального компараторов пропорционален измеряемому напряжению U_x .

Устройство автоматики $УА$ формирует импульсы длительностью 20 мс или 2 мс, отпирающие логическое устройство $ЛУ$, и импульсы с частотой 500 Гц и скважностью 10, используемые для управления работой генератора $ГПН$ и блока компараторов $БК$. Работа блока автоматики, а тем самым и работа прибора в целом синхронизируется от сети переменного напряжения.

Генератор пилообразного напряжения $ГПН$ собран по схеме емкостного интегратора с операционным усилителем. Синхронизация $ГПН$ обеспечивается импульсами сброса с частотой 500 Гц, которые формируются в блоке $УА$ с помощью генератора с автоподстройкой. Импульсы автоподстройки $ГПН$ формируются из частоты сети 50 Гц с помощью делителя частоты на 10.

Сигналы с выхода блока компараторов $БК$ поступают на логическое устройство $ЛУ$, на которое также поступают счетные импульсы от генератора счетных импульсов $ГСИ$ с частотой $f_c = 11,6$ МГц и управляющий сигнал длительностью 20 мс или 2 мс от устройства автоматики $УА$.

На выходе логического устройства формируется последовательность импульсов, заполненных счетными импульсами. Эти импульсы поступают в счетный блок *СБ*, состоящий из четырех декадных счетчиков с памятью — двух с рабочей частотой 1,5 МГц и двух с рабочей частотой 500 кГц. Состояние счетного блока определяет результат измерения, перегрузку и полярность измеряемого напряжения.

Определение полярности напряжения производится устройством определения полярности и перегрузки *УОП*. До подачи на вход прибора измеряемого напряжения в счетный блок поступает нулевой сигнал (пачки счетных импульсов условного нуля), при этом происходит первичное заполнение счетчика. При переполнении

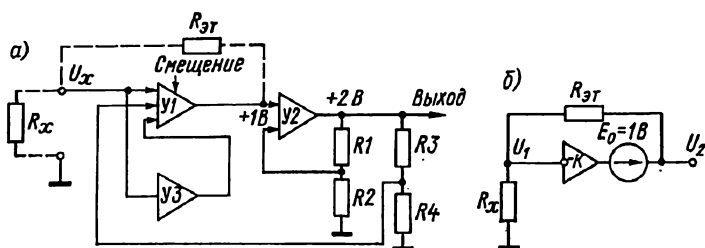


Рис. 4-35. Схема входного усилителя прибора типа В7-16

счетчика *УОП* устанавливается в положение, при котором на индикаторе указывается знак плюс. При подаче на вход прибора положительного напряжения происходит вторичное заполнение счетчика, а состояние *УОП* не меняется и соответственно на индикаторе остается знак плюс.

При измерении отрицательного напряжения происходит уменьшение длительности пачки импульсов на значение, пропорциональное измеряемому напряжению. При этом из-за недостаточного заполнения счетчика *УОП* меняет свое состояние и включает на индикаторе знак минус. Если измеряется переменное напряжение, то на индикаторе полярности включается знак переменного напряжения.

Определение перегрузки производится блоком *УОП* при помощи триггера перегрузки, состояние которого зависит от очередности срабатывания компараторов и наличия импульса перегрузки из счетного блока. Если измеряемое напряжение превышает значение установленного предела, то происходит переполнение счетчика и включается знак перегрузки.

После окончания импульса длительностью 20 мс (или 2 мс) во время обратного хода пилообразного напряжения *ГПН* в *УОП* формируются импульсы памяти для передачи информации со счетчика в устройство памяти и сброса для установки прибора в исходное состояние.

Длительность цикла измерения определяется хронизатором X и может регулироваться в пределах $0,1—5$ с. При внешнем запуске и времени преобразования 20 мс частота пусковых импульсов не должна превышать 30 Гц.

В приборе применена стробоскопическая система индикации с последовательным включением индикаторных ламп синхронно с опросом соответствующих разрядов счетчика. При этом одновременно включается только одна лампа. Устройство индикации, (рис. 4-36) состоит из распределителя P , катодных дешифраторов $KД1$ и $KД2$, анодных ключей AK , катодных ключей KK , ключей опроса декад счетчика $КОД1—КОД4$, индикаторных ламп $ИЛ$.

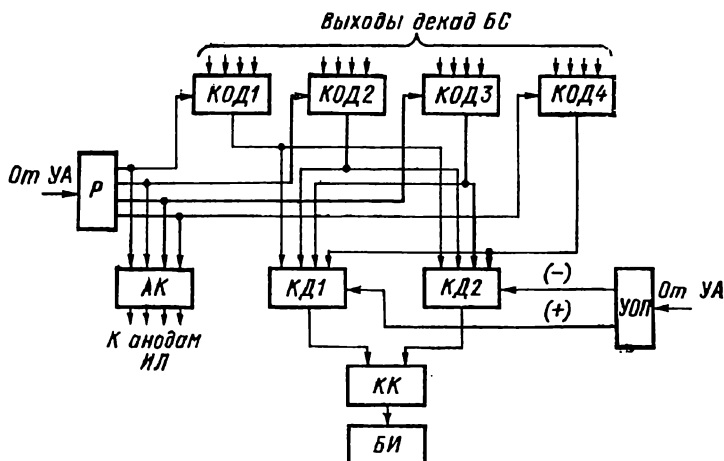


Рис. 4-36. Схема индикаторной части прибора типа В7-16

Распределитель P формирует последовательность четырех импульсов при времени преобразования 20 мс (или трех импульсов при времени преобразования 2 мс), сдвинутых относительно друг друга во времени, которые поступают на управление ключами $КОД1—КОД4$ и анодными ключами AK .

Ключи опроса счетчика, собранные на диодных схемах $И$, предназначены для выдачи информации о состоянии всех четырех разрядов счетчика в момент поступления импульсов опроса из распределителя. Эта информация поступает на один из катодных дешифраторов, которые преобразуют двончно-десятичный код $8—4—2—1$ с выхода декады в десятичный код, используемый для управления катодными ключами KK , обеспечивающими включение соответствующих знаков в блоке индикации $БИ$.

Индикаторные лампы, входящие в $БИ$, имеют соединенные между собой катоды одинаковых цифр. Таким образом, появление импульса на любом из четырех выходов распределителя приводит к появлению импульса на аноде соответствующей лампы, а также

импульса на той шине соединенных катодов ламп, которая соответствует состоянию декады счетчика. В результате включается катод, на шине которого присутствует импульс с выхода распределителя.

Следующий импульс распределителя производит включение очередной индикаторной лампы, причем включается тот катод, который соответствует состоянию следующей декады счетчика.

Если прибор работает без статистического осреднения, то распределитель формирует три последовательных импульса и производит поочередной опрос декад счетчика. При этом опрашиваются только три разряда счетчика и включаются три анодных ключа. В остальном работа прибора аналогична работе в режиме с осреднением.

При установке нуля вход прибора заземляется, а при калибровке на вход прибора подается опорное напряжение от источника ИОН.

4-6. Интегрирующие цифровые вольтметры компенсационного типа

Интегрирующие цифровые вольтметры компенсационного типа относятся к приборам высокого класса точности. Лучшие модели таких приборов имеют погрешность 0,004—0,006% и высокую разрешающую способность. Зарубежными фирмами выпускаются компенсационные ИЦВ с частотным преобразованием моделей 3460 и 3462 (фирма «Хьюлетт-Паккард», США) и TR6567 (фирма «Такеда Рикен», Япония). Основные характеристики ИЦВ компенсационного типа приведены в табл. 4-5.

Таблица 4-5

Модель	Пределы измерения, В	Разрешающая способность	Погрешность, %	Чувствительность, мкВ	Время одного измерения, с	Входное сопротивление, МОм
3460В («Хьюлетт-Паккард», США)	1—10—100—1 000	1:120 000	0,006	10	0,15	1 000
3462А («Хьюлетт-Паккард», США)	1—10—100—1 000	1:1 200 000	0,004	1	1,1	1 000
TR6567 («Такеда Рикен», Япония)	1—10—100—1 000	1:1 300 000	0,006	1	1,1	1 000

Особенности построения схем ИЦВ компенсационного типа рассмотрим на примере прибора НР3460В, который имеет погрешность измерения $\pm 0,004\% U_x$ и $\pm 0,002\% U_{пр}$ за три месяца непрерывной работы. При этом дополнительная температурная погрешность не превышает 0,002% на 1 К в диапазоне температур от 0 до 50° С. Выбор предела измерения производится автоматич-

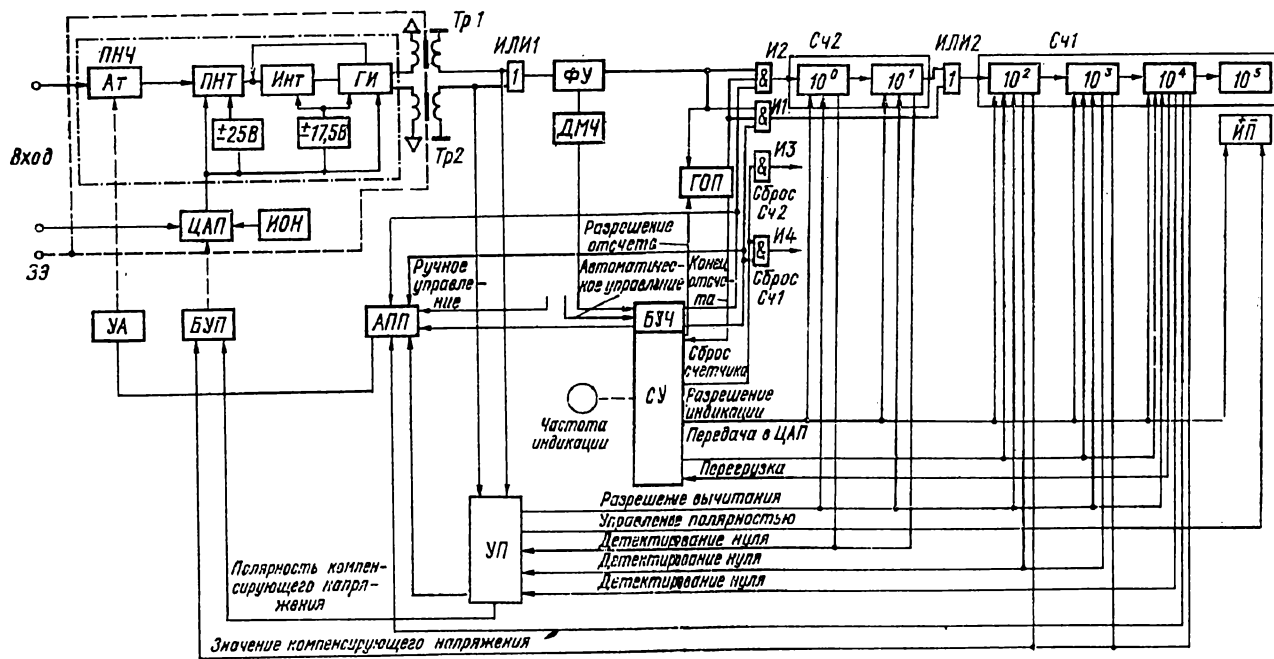


Рис. 4-37. Функциональная схема прибора типа НР3460В

чески, вручную или дистанционно. При автоматическом выборе предела затрачивается время, равное 33 мс, на переключение одного предела (100 мс при переключении с предела 1 В на предел 1000 В). Дистанционное переключение пределов осуществляется за время 8 мс.

Функциональная схема прибора приведена на рис. 4-37. Прибор состоит из измерительного и цифрового блоков. В измерительный блок входят преобразователь напряжения в частоту ПНЧ и цифро-аналоговый преобразователь ЦАП. В цифровой блок входят схемы управления, счетчики импульсов, схемы выбора отсчетного периода и автоматического переключения пределов измерения.

Преобразователь напряжения в частоту изолирован от цифровой части прибора и расположен внутри защитного экрана. Питание ПНЧ производится от двух источников с напряжением $\pm 17,5$ В и ± 25 В, которые гальванически отделены от силовой сети. В ПНЧ входят аттенюатор $Aт$, преобразователь напряжения в ток ПНТ, интегратор $Инт$ и генератор прецизионных импульсов ГИ.

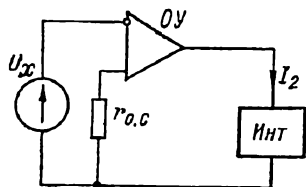


Рис. 4-38. Схема преобразователя напряжение—ток прибора типа НР3460В

Схемы входного аттенюатора $Aт$ и цифро-аналогового преобразователя ЦАП приведены на рис. 4-14: Питание ЦАП осуществляется от источника опорного напряжения ИОН.

Преобразователь напряжения в ток построен по схеме автокомпенсатора напряжения с операционным усилителем OU и измерением выходного тока (рис. 4-38). Крутизна преобразования определяется сопротивлением обратной связи $r_{о.с.}$. Выходной ток преобразователя $I_2 = SU_x$, где $S = r_{о.с.}^{-1}$, поступает в интегратор $Инт$. Изменение крутизны преобразования производится переключением резистора $r_{о.с.}$.

Интегратор $Инт$ состоит из инвертирующего усилителя постоянного напряжения с коэффициентом усиления по напряжению около 72 дБ и интегрирующего конденсатора в цепи обратной связи. Блок генератора прецизионных импульсов тока включает в себя два детектора уровня и два импульсных генератора.

Принципиальная схема интегратора приведена на рис. 4-39. Так как требования к погрешности ПНЧ являются не очень высокими, то схема интегратора является достаточно простой. Инвертирующий усилитель постоянного напряжения состоит из входного дифференциального каскада на транзисторах $T1, T2$, двух каскадов усиления с непосредственной связью на транзисторах $T3, T4$ и выходного эмиттерного повторителя на транзисторе $T5$. Интегрирующий конденсатор $C_{и}$ включен между выходом и входом усилителя. Установка нулевого уровня выходного напряжения интегратора производится резистором $R7$. Диоды $D2, D3$ предназначены для защиты усилителя от перегрузок. Конденсаторы $C1—C4$

обеспечивают необходимую частотную характеристику интегратора.

На рис. 4-40 приведена принципиальная схема генератора импульсов разрядного тока. Схема состоит из двух каналов, которые отличаются только полярностями напряжения питания и выходных импульсов. пилообразное напряжение интегратора *Инт* поступает на входы детекторов уровня, выполненных по схеме ждущего мультивибратора на транзисторах *T1—T4* и *T7—T10*. Когда напряжение на входе детекторов уровня достигает 200 мВ, ждущий мультивибратор вырабатывает импульс тока, посылаемый на вход *Инт*. Этот импульс тока имеет полярность, противоположную полярно-

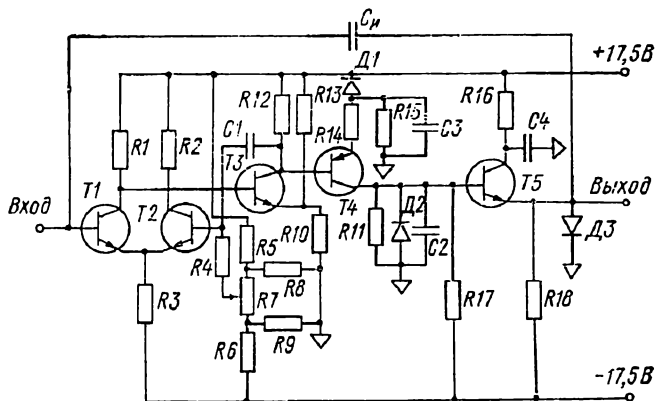


Рис. 4-39. Принципиальная схема интегратора прибора типа НР3460В

сти входного тока интегратора, и приводит к разряду интегрирующей емкости. Сложение импульсов тока обоих каналов производится при помощи диодного моста *D7—D10*. Установка порогов срабатывания детекторов уровня производится при помощи резисторов *R6*, *R25*. Импульсы напряжения, возникающие на обмотках трансформаторов *Tr1* и *Tr2*, включенных в коллекторные цепи транзисторов *T1* (или *T7* для второго канала), поступают в цифровой блок.

Выходные импульсы *ПНЧ* положительной полярности, снимаемые со вторичных обмоток трансформаторов *Tr1* и *Tr2*, прикладываются через схему ИЛИ1 к схеме управления счетчиком, состоящей из формирующего устройства *ФУ*, детектора максимальной частоты *ДМЧ* и ключевых схем *И1—И4*. Схема формирования *ФУ* вырабатывает импульс длительностью 5 мс, который поступает на один из входов ключевых схем *И1* и *И2*.

В течение первого отсчетного периода длительностью $T_1 = 20\text{мс}$, формируемого генератором отсчетного периода *ГОП*, чувствительность преобразователя *ПНЧ* устанавливается низкой и производится заполнение старших разрядов счетчика *Сч1*. Включение схемы *И1*

производится блоком управления чувствительностью БУЧ. В начале первого отсчетного периода блок БУЧ вырабатывает сигнал «Малая чувствительность» и разрешает прохождение счетных импульсов через схемы И1 и ИЛИ2 на вход счетчика Сч1. Формирование сигнала «Малая чувствительность» осуществляется детектором максимальной ДМЧ и схемой управления СУ.

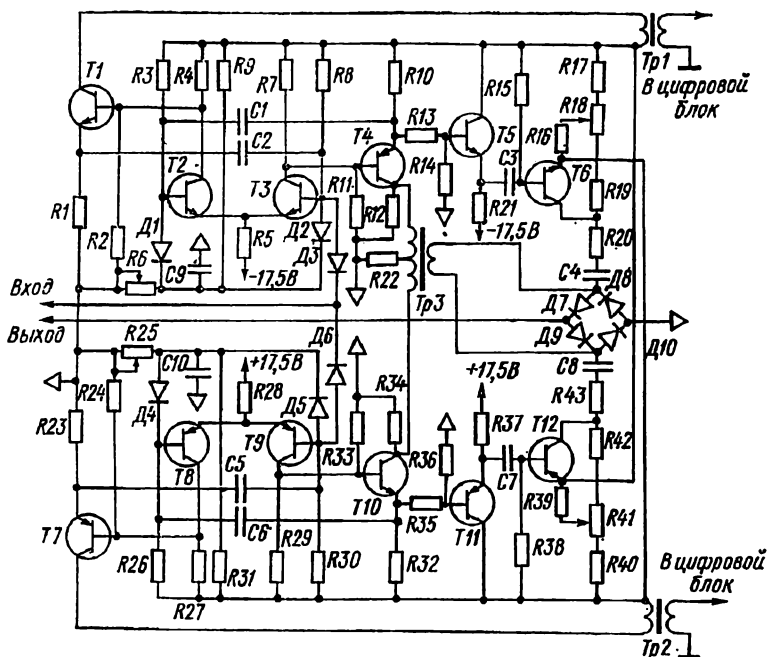


Рис. 4-40. Принципиальная схема генератора разрядных импульсов тока прибора НР3460В

В конце первого отсчетного периода блок управления СУ вырабатывает команду, запрещающую поступление счетных импульсов на вход счетчика Сч1 и разрешающую передачу результата, накопленного в счетчике Сч1, в устройство памяти счетчика. Через блок управления преобразователем БУП результат измерения поступает в цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, который вырабатывает компенсирующее напряжение U_k обратной связи.

Для повышения точности в блоке ЦАП использованы высокостабильный источник опорного напряжения ИОН и прецизионные резистивные делители напряжения. Коммутация резистивных делителей напряжения производится ключами на герметизированных контактах. Схема блока ЦАП приведена на рис. 4-14. Время цифро-аналогового преобразования составляет 15 мс.

Во втором отсчетном периоде длительностью $T_2 = 100$ мс выходное напряжение ЦАП сравнивается с выходным напряжением

аттенюатора At и разностное напряжение преобразуется в последовательность импульсов, которые через трансформаторы $Tr1$ и $Tr2$ поступают в цифровой блок. Начало второго отсчетного периода определяется сигналом разрешения счета импульсов из генератора $ГОП$.

Во втором отсчетном периоде импульсы через схему И2 поступают на вход счетчика $Cч2$. Разрешение на включение схемы И2 создается импульсом «Высокая чувствительность» из блока $БУЧ$. На время второго отсчетного периода чувствительность преобразователя $ПНЧ$ увеличивается на два порядка за счет увеличения крутизны $ПНТ$. Если число импульсов, поступивших в счетчик $Cч2$, превышает 10^2 , то импульсы переполнения счетчика $Cч2$ через схему ИЛИ2 вводятся в счетчик $Cч1$.

В конце второго отсчетного периода по команде из блока управления $БУ$ осуществляется передача результата, накопленного в счетчиках $Cч1$ и $Cч2$, в индикаторное устройство прибора. Результат измерения сохраняется в индикаторном устройстве до поступления следующего импульса разрешения из блока $СУ$. Частота смены показаний индикатора изменяется вручную в пределах от 130 мс до 5 с.

Если входное напряжение превышает предел измерения, то детектор максимальной частоты $ДМЧ$ вырабатывает сигнал, под действием которого в первом отсчетном периоде счетчик $Cч1$ устанавливается в нулевое состояние. Предел измерения в приборе НР 3460В устанавливается вручную или автоматически. Автоматическое переключение пределов осуществляется блоком $АПП$ по сигналам из блока $БУЧ$. Переключение прибора на более чувствительный предел происходит в том случае, если блок $УП$ по сигналам детектирования нуля в счетчике $Cч1$ определяет, что счетчик $Cч1$ заполнился менее чем на 10% полной емкости. Переключение на менее чувствительный предел происходит в том случае, когда измеряемое напряжение составляет более 120% от выбранного предела измерения. В этом случае заполнение счетчика $Cч1$ приводит к появлению сигнала перегрузки, который поступает в блок $СУ$ и приводит к переключению прибора на предел измерения 1000 В. Принцип действия системы автоматического выбора предела измерения более подробно рассмотрен в § 4-7.

Автоматическое определение полярности измеряемого напряжения производится блоком $УП$ по сигналам с выхода $ПНЧ$ и сигналам детектирования нуля из счетчика $Cч1$. Изменение полярности индикации производится только при достижении счетчиком $Cч1$ нулевого состояния. Так как в приборе использованы реверсивные счетчики $Cч1$ и $Cч2$, то изменение полярности входного напряжения приводит к реверсированию счетчиков. Изменение полярности входного напряжения в первом отсчетном периоде может быть вызвано наложенными помехами, а во втором отсчетном периоде — не только помехами, но и ошибками в первом отсчетном периоде. При этом счетчики $Cч1$ и $Cч2$ работают на сложение импульсов, если

абсолютное значение выходного напряжения ЦАП меньше входного напряжения. Если абсолютное значение выходного напряжения ЦАП становится больше входного напряжения, то счетчики работают на вычитание импульсов.

4-7. Устройства адаптивного выбора предела измерения интегрирующих цифровых вольтметров

Предел измерения цифрового вольтметра определяется значением измеряемого напряжения и зависит от коэффициента передачи входного устройства прибора. В настоящее время все большее распространение получают устройства автоматического выбора предела измерения,

осуществляющие адаптацию чувствительности прибора к значению измеряемого напряжения. Адаптация чувстви-

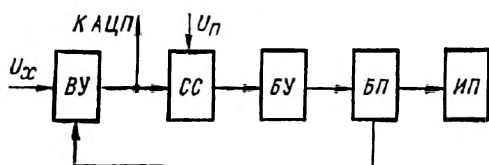


Рис. 4-41. Структурная схема автоматического выбора предела измерения

тельности прибора позволяет сократить общее время измерения, делает возможным полную автоматизацию измерения и использование приборов в автоматических информационных системах.

Любое устройство автоматического выбора предела измерения можно рассматривать как логический автомат, который вырабатывает сигнал, управляющий изменением чувствительности входного устройства измерительного прибора. Такой автомат строится по схеме, изображенной на рис. 4-41.

Измеряемое напряжение U_x подается на входное устройство ВУ, коэффициент передачи которого изменяется с помощью блока эталонных элементов. В цифровых вольтметрах постоянного тока блок эталонных элементов выполняется на резисторах, включенных во входной делитель напряжения или в цепь обратной связи входного усилителя постоянного тока. Из входного устройства ВУ сигнал поступает на схему сравнения СС, которая осуществляет сравнение его с заранее установленными пороговыми напряжениями.

Блок управления БУ по заданному алгоритму осуществляет логическую связь между схемой сравнения СС и блоком переключения БП эталонных элементов. Выходной сигнал БП используется для индикации предела измерения в индикаторе пределов ИП и переключения эталонных элементов во входном устройстве.

По алгоритму работы все существующие устройства автоматического выбора предела измерения можно разделить на три группы: а) устройства, в которых выбор предела осуществляется последовательным перебором пределов от наименее чувствительного в сто-

рону увеличения чувствительности; б) устройства, в которых осуществляется последовательный перебор пределов в сторону уменьшения чувствительности; в) устройства, в которых выбор предела осуществляется как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения чувствительности.

Для рассмотрения основных принципиальных отличий этих автоматов используем язык содержательных граф-схем алгоритмов

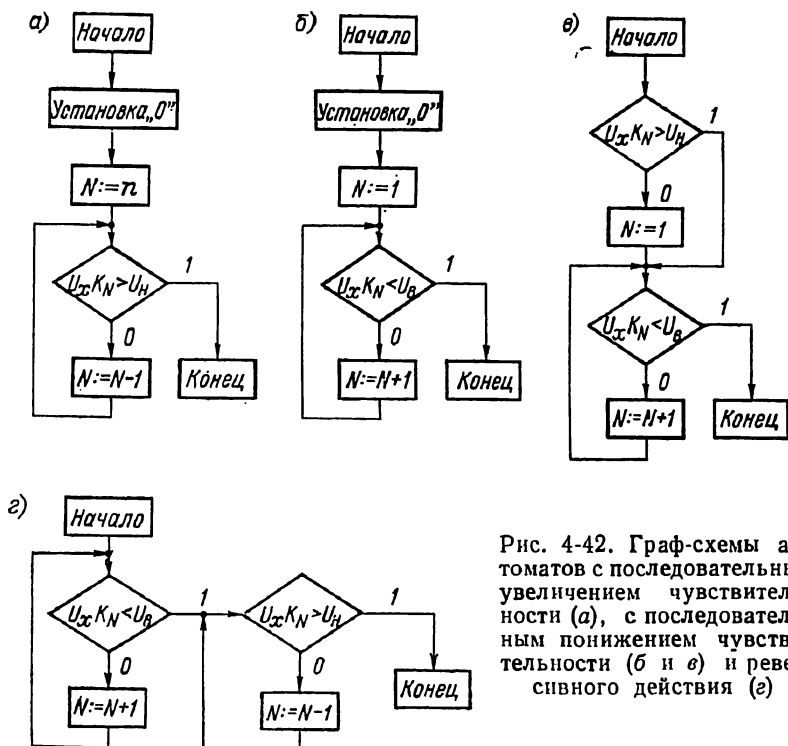


Рис. 4-42. Граф-схемы автоматов с последовательным увеличением чувствительности (а), с последовательным понижением чувствительности (б и в) и реверсивного действия (г)

(ГСА), внутри условных и операторных вершин которых запишем логические условия и микрооперации в содержательных терминах.

В устройствах переключения пределов с последовательным увеличением чувствительности выбор предела измерения для исключения перегрузок входного усилителя всегда начинается со старшего, наименее чувствительного предела. Граф-схема алгоритма такого автомата изображена на рис. 4-42, а.

Согласно ГСА по сигналу «Установка нуля» в начале каждого цикла измерения включается наименее чувствительный предел измерения $N = n$ (N — номер предела). При выполнении условия $U_x K_N < U_n$ (где K_N — коэффициент передачи входного устройства на N -м пределе; U_n — пороговое напряжение) происходит переключение на более чувствительный предел измерения $N = n - 1$.

Если на этом пределе измерения условие $U_x K_N < U_n$ продолжает выполняться, то происходит новое переключение на более чувствительный предел. Такое изменение чувствительности продолжается до тех пор, пока значение $U_x K_N$ не превысит U_n . На этом выбор предела заканчивается, и результат измерения поступает в индикатор.

Схема сравнения, выходной сигнал которой вырабатывается при выполнении условия $U_x K_N < U_n$, может быть выполнена или как

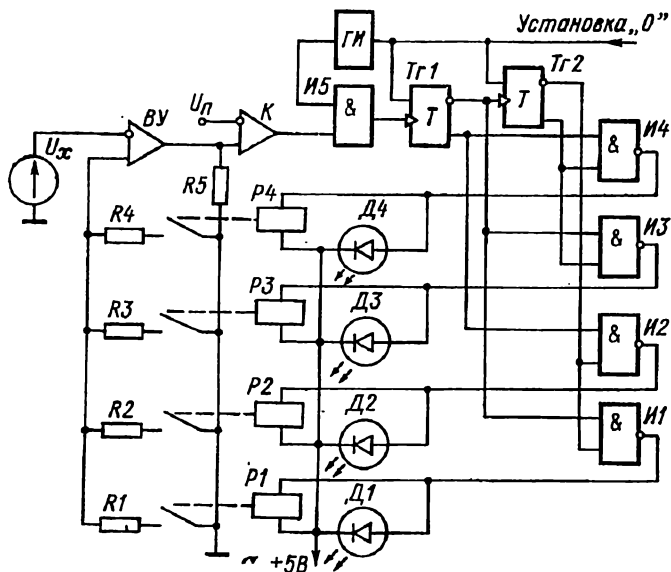


Рис. 4-43. Структурная схема автомата с последовательным увеличением чувствительности

аналоговый компаратор с пороговым напряжением U_n или как логическая схема, реагирующая на состояние основного счетчика прибора. В связи с этим можно построить две структурные схемы, реализующие приведенную ГСА.

На рис. 4-43 изображена схема системы автоматического переключения на четыре предела измерения. По сигналу «Установка нуля» включается генератор импульсов $ГИ$, а триггеры $Тг_1$ и $Тг_2$ устанавливаются в состояние, при котором на вход схемы $И_4$ поступает сигнал, обеспечивающий срабатывание реле P_4 и включение резистора R_4 , соответствующего наименьшей чувствительности прибора.

Если при этом выполняется условие $U_x K_N > U_n$, то выходное напряжение компаратора K равно нулю и управляющие импульсы от генератора $ГИ$ не проходят на счетный вход триггера $Тг_1$. При этом прибор остается включенным на наименее чувствительный предел измерения.

Если выполняется условие $U_x K_N < U_n$, то компаратор K переключается в противоположное состояние и его выходное напряжение разрешает прохождение управляющих импульсов от генератора $ГИ$ на счетный вход триггера $Tz1$ до тех пор, пока не наступит выполнение неравенства $U_x K_N > U_n$. При этом выходное напряжение компаратора становится равным нулю и поступление импульсов на счетный вход триггера $Tz1$ прекращается. Прибор оказывается включенным на требуемый предел измерения. Для устранения ошибки в выборе предела период выходных импульсов генератора $ГИ$ выбирается большим времени установления выходного напряжения $VУ$.

В системах переключения пределов с последовательным понижением чувствительности ГСА (рис. 4-42, б) отличается только начальным значением предела и условием перехода на следующий предел измерения. Выбор предела начинается с младшего, наиболее чувствительного ($N = 1$) предела. Если измеряемое напряжение превышает установленный предел, то выполняется условие $U_x K_1 > U_B$ (где U_B — пороговое напряжение, соответствующее верхнему уровню измеряемого напряжения) и система переходит на менее чувствительный предел измерения. Такое переключение пределов будет продолжаться до тех пор, пока выполняется условие $U_x K_N > U_B$. При достижении необходимого предела это условие перестает выполняться и процесс выбора предела измерения заканчивается.

Структурная схема системы выбора предела измерения с последовательным понижением чувствительности не имеет принципиальных отличий от схемы рис. 4-43. По сигналу «Установка нуля» производится включение генератора импульсов $ГИ$, а триггеры $Tz1$ и $Tz2$ устанавливаются в состояние, при котором на вход схемы $И1$ поступает напряжение, обеспечивающее срабатывание реле $P1$ и включение резистора $R1$, соответствующего максимальной чувствительности прибора.

Если при этом выполняется условие $U_x K_1 < U_B$, то выходное напряжение компаратора K равно нулю и управляющие импульсы от генератора $ГИ$ не проходят на счетный вход триггера $Tz1$. В результате прибор остается включенным на наиболее чувствительный предел измерения.

Если выполняется обратное неравенство $U_x K_1 > U_B$, то компаратор K переключается в противоположное состояние и его выходное напряжение разрешает прохождение управляющих импульсов от генератора $ГИ$ на счетный вход триггера $Tz1$ до тех пор, пока не наступит выполнение неравенства $U_x K_N < U_B$. При этом выходное напряжение компаратора становится равным нулю и поступление импульсов на счетный вход триггера $Tz1$ прекращается. В результате прибор оказывается включенным на требуемый предел измерения.

Если в ГСА, приведенную на рис. 4-42, б, ввести еще одну условную вершину, не меняя однонаправленного алгоритма выбора

предела, то можно несколько сократить время выбора. Действительно, согласно ГСА рис. 4-42, в при выполнении условия $U_x K_N > U_H$ процесс выбора начинается с предела, установленного к началу цикла измерения. Если условие $U_x K_N > U_H$ не выполняется, то устанавливается наиболее чувствительный предел $N = 1$ и начинается процесс выбора предела измерения с последовательным понижением чувствительности.

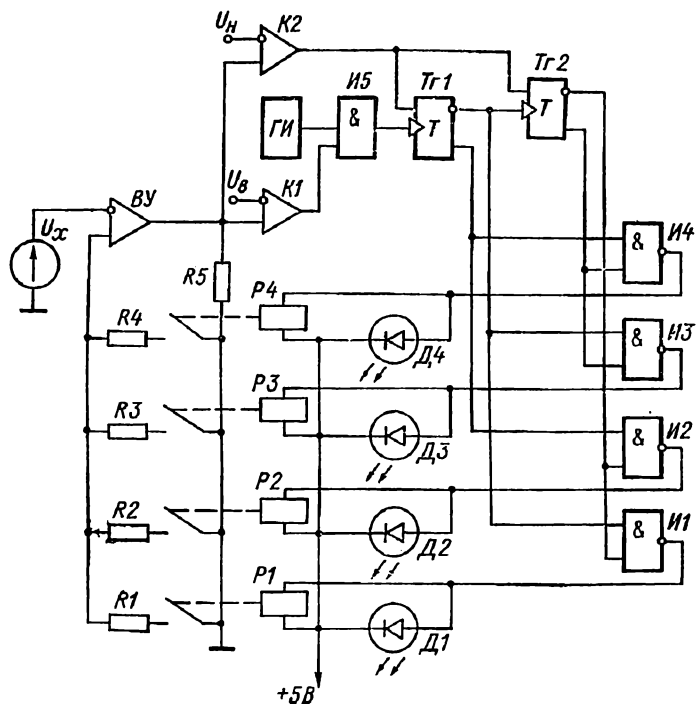


Рис. 4-44. Структурная схема автомата с последовательным понижением чувствительности

Структурная схема, соответствующая ГСА рис. 4-42, в, приведена на рис. 4-44. Эта схема отличается от схемы рис. 4-43 наличием компаратора $K2$ нижнего уровня U_H , который обеспечивает установку в нулевое состояние триггеров $Tg1$ и $Tg2$. Если выполняется условие $U_x K_N > U_H$, то выходное напряжение компаратора $K2$ равно нулю и установки триггеров $Tg1$ и $Tg2$ в нулевое состояние не происходит. Если при этом выполняется условие $U_x K_N < U_B$, то выходное напряжение компаратора $K1$ равно нулю и импульсы генератора GI не проходят на вход триггера $Tg1$. При этом прибор остается включенным на установленном пределе измерения.

Если же выполняется условие $U_x K_N > U_B$, то компаратор $K1$ переключается в противоположное состояние и его выходное напряжение разрешает прохождение управляющих импульсов от

генератора $ГИ$ на счетный вход триггера $Tz1$ до тех пор, пока не наступит выполнение неравенства $U_x K_N < U_B$. При этом выходное напряжение компаратора $K1$ становится равным нулю и поступление импульсов на счетный вход триггера $Tz1$ прекращается.

При выполнении условия $U_x K_N < U_H$ выходное напряжение компаратора $K2$ обеспечивает сброс в нулевое состояние триггеров $Tz1$ и $Tz2$ счетчика и процесс выбора начинается с первого ($N = 1$), наиболее чувствительного предела измерения, как описано ранее.

Реверсивные системы позволяют несколько сократить время, затрачиваемое на выбор предела измерения. В реверсивной системе используются два пороговых напряжения: U_H и U_B , с которыми производится сравнение выходного напряжения $BУ$. ГСА реверсивной системы выбора предела приведена на рис. 4-42, з. В исходном состоянии система может находиться на любом N -м пределе измерения. Если измеряемое напряжение соответствует установленному пределу измерения, то выполняется условие $U_H < U_x K_N < U_B$ и процесс выбора предела измерения заканчивается.

Если выполняется условие $U_x K_N < U_H$, то система переходит на $(N-1)$ -й, более чувствительный предел измерения, а если $U_x K_N > U_B$, то система переходит на $(N+1)$ -й, менее чувствительный предел измерения. Необходимый предел измерения будет достигнут при выполнении неравенства $U_H \leq U_x K_N < U_B$.

Структурная схема, реализующая рассмотренную ГСА, приведена на рис. 4-45. Система выбора предела содержит два аналоговых компаратора $K1$ и $K2$, реверсивный счетчик на триггерах $Tz1$ и $Tz2$, дешифратор состояния счетчика на схемах И1—И4 и реле $P1$ — $P4$. Если выполняется условие $U_x K_N > U_B$, то компаратор $K2$ разрешает вычитание из результата, накопленного в счетчике, тактовых импульсов генератора $ГИ$. Если выполняется условие $U_x K_N < U_H$, то компаратор $K1$ разрешает сложение реверсивным счетчиком тактовых импульсов генератора $ГИ$. Сложение или вычитание импульсов будет продолжаться до тех пор, пока не наступит выполнение неравенства $U_H < U_x K_N < U_B$. При выполнении этого неравенства процесс выбора предела измерения заканчивается.

Работа реверсивной системы выбора предела по схеме рис. 4-45 происходит следующим образом. Если измеряемое напряжение U_x имеет значение, удовлетворяющее условию $U_H \leq U_x K_N < U_B$, то компаратор $K1$ находится в состоянии, при котором сигнал на его выходе соответствует уровню 1, а компаратор $K2$ находится в состоянии, при котором сигнал на его выходе имеет уровень 0. В результате на входы схемы Э3 из схем Э1 и Э2 подаются сигналы запрета и выходные импульсы генератора $ГИ$ не проходят на вход триггера $Tz1$. При этом система выбора предела измерения остается включенной на выбранном пределе измерения.

Если измеряемое напряжение U_x имеет значение, удовлетворяющее условию $U_x K_N < U_H$, то выходные сигналы обоих компараторов имеют уровень 0 и на вход схемы Э3 из схемы Э1 поступает

сигнал, разрешающий прохождение импульсов генератора *ГИ* на вход триггера *Тз1*. При этом реверсивный счетчик осуществляет сложение импульсов генератора *ГИ* и происходит поочередное переключение пределов измерения с повышением чувствительности.

Если измеряемое напряжение U_x имеет значение, удовлетворяющее условию $U_x K_N > U_B$, то выходные сигналы компараторов *К1* и *К2* соответствуют уровню 1 и на вход схемы *Э3* из схемы *Э2* по-

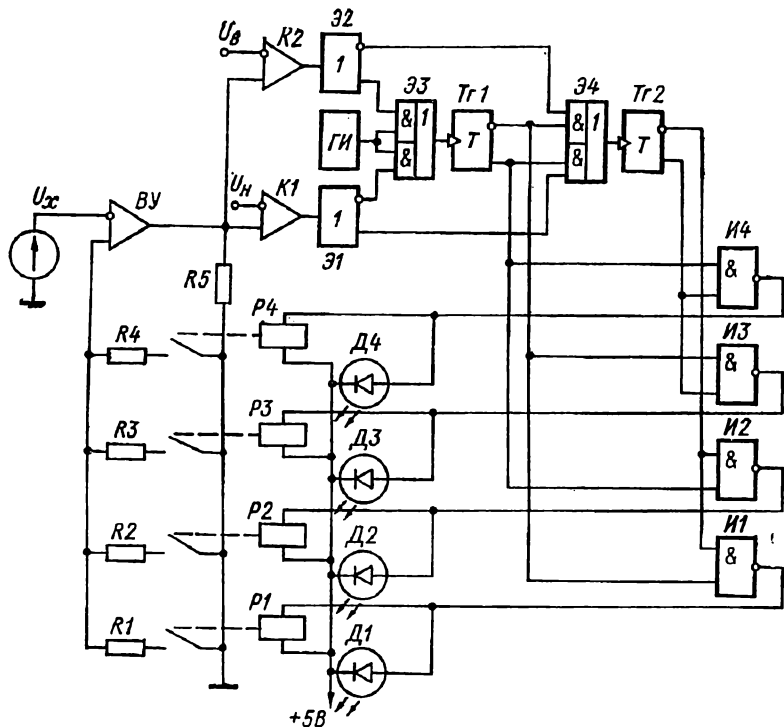


Рис. 4-45. Структурная схема автомата реверсивного действия

дается сигнал, разрешающий прохождение импульсов генератора *ГИ* на вход реверсивного счетчика. При этом счетчик осуществляет вычитание импульсов и происходит поочередное переключение пределов измерения с понижением чувствительности.

Рассмотренными алгоритмами и методами адаптации предела измерения к значению входного сигнала практически исчерпывается все многообразие современных устройств автоматического выбора предела измерения. В устройствах с однонаправленным выбором предела измерения затрачивается значительное время на последовательный перебор пределов и их производительность невелика. Реверсивные устройства имеют большую производительность, однако при большом количестве пределов время, затрачиваемое

мое на выбор предела, также может оказаться значительным. В связи с этим актуальной задачей является разработка быстродействующих устройств и методов переключения пределов в цифровых измерительных приборах.

Увеличение быстродействия возможно за счет применения принципа параллельного выбора предела измерения, позволяющего определить предел в начале каждого цикла измерения независимо от значения измеряемого сигнала и количества используемых пределов. В устройстве с параллельным выбором предела измерения

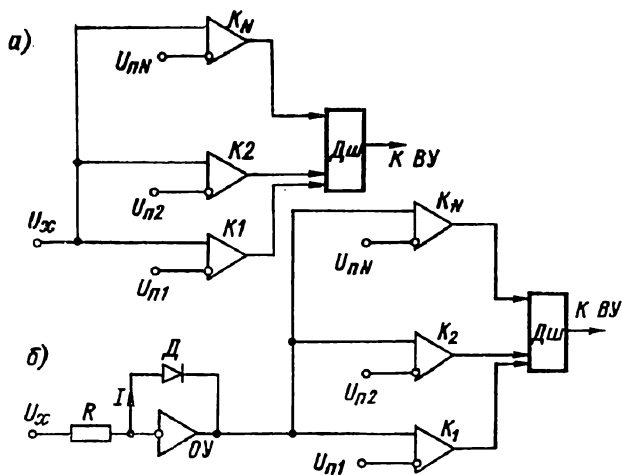


Рис. 4-46. Структурная схема автомата с параллельным выбором предела измерения без логарифматора (а) и с логарифматором (б)

(рис. 4-46, а) используется многоканальный дискриминатор напряжения на компараторах K_n , имеющих различные пороги срабатывания $U_{пn}$, равные или функционально зависящие от значения пределов измерения, и дешифратор $Dш$, управляющий переключателем коэффициента передачи входного устройства.

При равномерном изменении порогового напряжения выбранный предел измерения определяется из выражения

$$U_{пr n} = U_{п n} = nU_{пr 1},$$

где $U_{пr 1}$ — напряжение, соответствующее минимальному (первому) пределу измерения; $n = 1, 2, \dots, N$ — порядковый номер предела измерения; N — количество пределов измерения.

В этом случае при переходе на следующий предел измерения пороговое напряжение изменяется на значение

$$U_{п(n+1)} - U_{пn} = U_{пr 1}.$$

Если пороговое напряжение изменяется по степенной зависимости, то выбранный предел измерения соответствует значению

$$U_{\text{пр } n} = U_{n n} = U_{\text{пр } 1} a^{n-1},$$

где a — основание системы счисления, используемой в автоматическом переключателе пределов.

В этом случае при переходе на следующий предел измерения пороговое напряжение изменяется на значение

$$U_{n(n+1)} - U_{n n} = U_{\text{пр } 1} (a^n - a^{n-1}) = U_{n n} (a - 1).$$

Так, например, в десятичной системе счисления ($a = 10$) значение каждого последующего предела увеличивается на порядок по сравнению с предыдущим, а разность пороговых напряжений двух любых соседних пределов составляет $\Delta = 9 U_{n n}$.

Очевидно, что использование системы счисления с неравномерным изменением порогового напряжения приводит к усложнению компараторов, которые должны работать при сигналах, значительно отличающихся друг от друга, и иметь разную предельную чувствительность. Эти недостатки можно в значительной мере устранить, если на входе дискриминатора включить логарифматор, который обеспечит сжатие динамического диапазона измеряемого сигнала. При использовании логарифматора с основанием, равным основанию системы счисления, значения пороговых напряжений компараторов выбираются из условия

$$U_{n n} = m \log_a U_{\text{пр } n} = m (\log_a U_{\text{пр } 1} + n - 1),$$

где m — постоянный масштабный коэффициент.

В этом случае разность пороговых напряжений двух любых соседних компараторов оказывается постоянной:

$$U_{n(n+1)} - U_{n n} = m.$$

Если логарифматор выполнен на операционном усилителе OU с логарифмирующим диодом D в цепи отрицательной обратной связи (рис. 4-4б, б), то ток через $p-n$ -переход диода в начале прямой ветви вольт-амперной характеристики описывается выражением

$$I = I_s \left(\exp \frac{U}{\varphi_T} - 1 \right), \quad (4-1)$$

где $I_s = cT^3 \exp [-\varepsilon_g / (kT)]$ — обратный ток насыщения перехода; $\varphi_T = kT/q$ — температурный потенциал; U — напряжение на переходе; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/Кл — постоянная Больцмана; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; c — постоянная, зависящая от геометрических размеров и физических свойств перехода; T — абсолютная температура; ε_g — ширина запрещенной зоны.

При напряжении на p - n -переходе $U \geq \varphi_T$ характеристика (4-1) перехода описывается экспоненциальной зависимостью

$$I = I_s \exp(U/\varphi_T),$$

логарифмируя которую, получаем выражение

$$U = -\varphi_T \ln I_s + \varphi_T \ln 10 \lg I = a_0 + a_1 \lg I, \quad (4-2)$$

где $a_0 = -\varphi_T \ln I_s$ — коэффициент, характеризующий смещение логарифмической характеристики; $a_1 = \varphi_T \ln 10$ — коэффициент, характеризующий крутизну логарифмической характеристики.

Напряжение на выходе логарифмического усилителя

$$U_{\text{л}} = - \left(IR_0 + e_{\text{см}} \frac{R + R_0}{R} + i_{\text{вх}} R_0 \right), \quad (4-3)$$

где $I = U_x/R$ — ток через логарифмирующий диод; $e_{\text{см}}$ — напряжение смещения нулевого уровня операционного усилителя; $i_{\text{вх}}$ — входной ток операционного усилителя; R — сопротивление на входе операционного усилителя; R_0 — сопротивление перехода диода.

Если для увеличения выходного напряжения логарифматора последовательно включены p диодов, то их сопротивление можно определить из выражения (4-2):

$$R_0 = p \frac{a_0 + a_1 \lg I}{I}. \quad (4-4)$$

После подстановки значения (4-4) в выражение (3-4), находим выходное напряжение логарифматора

$$U_{\text{л}} = - \left[e_{\text{см}} + \left(1 + \frac{i_{\text{вх}}}{I} + \frac{e_{\text{см}}}{RI} \right) (a_0 + a_1 \lg I) p \right].$$

Рассмотрим погрешность выбора предела, обусловленную температурными зависимостями логарифматора и компараторов. Температурная погрешность выходного напряжения логарифматора

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{л}} = & \left| \frac{\partial U_{\text{л}}}{\partial a_0} \frac{\partial a_0}{\partial T} \right| \Delta T + \left| \frac{\partial U_{\text{л}}}{\partial a_1} \frac{\partial a_1}{\partial T} \right| \Delta T + \\ & + \left| \frac{\partial U_{\text{л}}}{\partial e_{\text{см}}} \frac{\partial e_{\text{см}}}{\partial T} \right| \Delta T + \left| \frac{\partial U_{\text{л}}}{\partial i_{\text{вх}}} \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial T} \right| \Delta T. \quad (4-5) \end{aligned}$$

Вычисляя частные производные в выражении (4-5), найдем относительную погрешность

$$\delta_{\text{л}} = \frac{\Delta U_{\text{л}}}{U_{\text{л}}} = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4,$$

где

$$\delta_1 = \left| \frac{k [\ln c - 3 (\ln T + 1)]}{q (a_0 + a_1 \lg I)} \left(1 + \frac{e_{\text{см}}}{RI} + \frac{i_{\text{вх}}}{I} \right) \right| \Delta T$$

— погрешность, обусловленная температурной нестабильностью смещения логарифмической характеристики;

$$\delta_2 = \left| \frac{k \ln 10 \lg I}{q (a_0 + a_1 \lg I)} \left(1 + \frac{e_{\text{см}}}{RI} + \frac{i_{\text{вх}}}{I} \right) \right| \Delta T$$

— погрешность, обусловленная температурной нестабильностью крутизны логарифмической характеристики;

$$\delta_3 = \left| \left[\frac{1}{p (a_0 + a_1 \lg I)} + \frac{1}{RI} \right] \frac{\partial e_{\text{см}}}{\partial T} \right| \Delta T$$

— погрешность, обусловленная температурной нестабильностью напряжения смещения операционного усилителя;

$$\delta_4 = \left| \frac{1}{I} \frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial T} \right| \Delta T$$

— погрешность, обусловленная температурной нестабильностью входного тока операционного усилителя.

Срабатывание компаратора n -го предела определяется условием

$$(U_n + \Delta U_n) - (U_{пн} + \Delta U_{пн}) \geq \varepsilon + \Delta \varepsilon,$$

где $U_{пн}$ — нестабильность порогового напряжения на n -м пределе; ε — порог чувствительности компаратора; $\Delta \varepsilon = \left| \frac{\partial \varepsilon}{\partial T} \right| \Delta T$ — нестабильность порога чувствительности компаратора,

Полная погрешность выбора предела измерения, приведенная к выходу логарифматора,

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_n - (\Delta U_{пн} + \Delta \varepsilon).$$

Для определения погрешности выбора предела, приведенной к входу устройства, воспользуемся зависимостью (4-2):

$$U_{\text{вых}} = -p \left(a_0 + a_1 \lg \frac{U_x}{R} \right),$$

откуда после дифференцирования получим

$$\frac{\Delta U_x}{U_x} = - \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{p a_1 \lg e}.$$

Подставляя значение полной погрешности, найдем погрешность выбора предела, приведенную к входу устройства

$$\delta_x = \frac{\Delta U_n - (\Delta U_{пн} + \Delta \varepsilon)}{p a_1 \lg e}. \quad (4-6)$$

Температурную нестабильность порога чувствительности компаратора можно определить по значениям температурного дрейфа напряжения смещения $\frac{\partial e_{\text{см.к}}}{\partial T}$ и входного тока $\frac{\partial i_{\text{вх.к}}}{\partial T}$ компараторов:

$$\Delta \varepsilon = \left(\frac{\partial e_{\text{см.к}}}{\partial T} + R_{\text{вх.к}} \frac{\partial i_{\text{вх.к}}}{\partial T} \right) \Delta T,$$

где $R_{\text{вх.к}}$ — эквивалентное сопротивление входной цепи компаратора; $\frac{\partial e_{\text{см.к}}}{\partial T}$ — температурный коэффициент напряжения сме-

щения компаратора; $di_{вх.к}/dT$ — температурный коэффициент входного тока компаратора.

Экспериментальное исследование устройства автоматического выбора предела измерения проводилось на приборе АЦИНТ, в котором использовался операционный усилитель с преобразователем на варикапах, имеющий характеристики: входное сопротивление $R_{вх} = 1$ ГОм, входной ток $i_{вх} = 2,5 \cdot 10^{-11}$ А, температурный

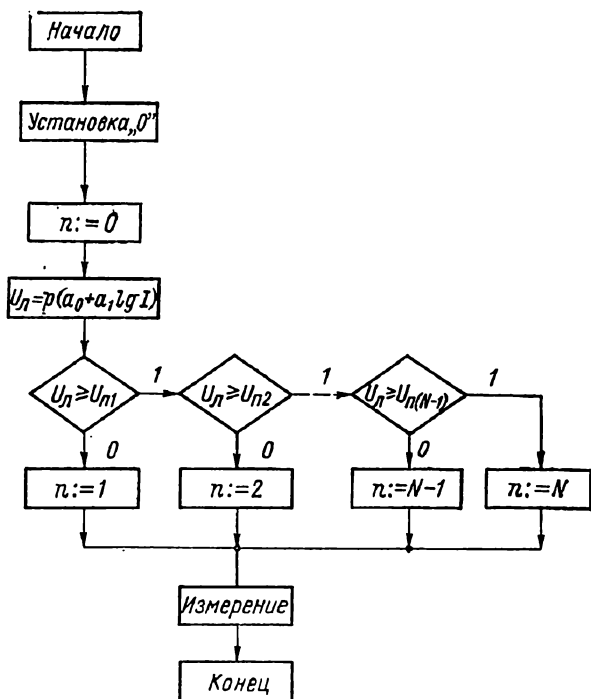


Рис. 4-47. Граф-схема автомата параллельного выбора предела измерения

дрейф напряжения смещения $de_{см}/dT = 15$ мкВ/К, температурный дрейф входного тока $di_{вх.к}/dT = 2,4 \cdot 10^{-12}$ А/К.

В качестве логарифмирующего диода использовался стабилитрон типа Д808 с параметрами $a_0 = 946$ мВ, $a_1 = 83$ мВ (последовательно включалось 12 диодов). В качестве компаратора использовался операционный усилитель типа 1УТ402А с характеристиками: $R_{вх.к} = 300$ кОм; температурный дрейф напряжения смещения $de_{см.к}/dT = 1,3$ мкВ/К; температурный дрейф входного тока $di_{вх.к}/dT = 0,026$ нА/К.

Расчеты, выполненные по формулам (4-5) и (4-6), показали, что температурная погрешность выбора предела измерения зависит от значения измеряемого напряжения, составляет около 4,5% и опре-

деляется главным образом температурной нестабильностью логарифматора. Эта погрешность, однако, не входит в окончательный результат измерения, а только определяет необходимый запас по перегрузке на выбранном пределе измерения.

При использовании устройства с параллельным выбором предела измерения в цифровом вольтметре входной операционный усилитель поочередно работает в логарифмическом и линейном режимах. При работе в логарифмическом режиме осуществляется выбор необходимого предела измерения, а в линейном режиме происходит непосредственное измерение входной величины.

На рис. 4-47 изображена граф-схема алгоритма (ГСА) работы устройства выбора предела в цифровом вольтметре. По сигналу «Установка нуля» в начале каждого измерительного цикла операционный усилитель устанавливается в логарифмический режим. Выходное напряжение логарифматора подается одновременно на $N-1$ компараторов, которые и обеспечивают выбор необходимого предела измерения.

Если выходное напряжение логарифматора $U_n < U_{n1}$, то включается первый, самый чувствительный предел измерения. Если срабатывает компаратор $K1$, но не срабатывает компаратор $K2$, то включается второй предел измерения. Условие включения n -го предела измерения определяется выражением $n = K_{n-1} \bar{K}_n$. После выбора предела измерения операционный усилитель переводится в линейный режим работы и производится измерение входной величины. Время, затрачиваемое на выбор предела измерения, определяется в основном быстродействием логарифмирующего усилителя и может составлять десятые доли миллисекунд.

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. Александров В. С., Прянишников В. А. Электронные гальванометры постоянного тока. Л., «Энергия», 1974. 165 с. с ил.
3. Белов В. М., Собстель Г. М. Способ линеаризации характеристики преобразователя напряжения в частоту импульсов.— «Приборы и системы управления», 1969, № 4, с. 17—18 с ил.
4. Благоразумов В. М., Шахов Э. К. Об оценке случайных погрешностей интегрирующих преобразователей.— «Известия вузов. Приборостроение», 1973, № 11, с. 12—14 с ил.
5. Блинков Ю. В. Об одном способе подавления аддитивных периодических помех при измерении напряжения постоянного тока.— В кн.: Коммутация и преобразование малых сигналов. Л., ЛДНТП, 1972, с. 93—96 с ил.
6. Гельман М. М. Преобразователи напряжения в кодированный временной интервал. М., «Энергия», 1970. 56 с. с ил.
7. Гитис Э. И., Тарасов В. П. Исследование груботочных интегрирующих преобразователей.— «Автометрия», 1970, № 2, с. 100—102 с ил.
8. Гутников В. С., Лопатин В. В. Преобразователь напряжения в частоту на интегральных схемах.— «Приборы и системы управления», 1972, № 6, с. 27—28 с ил.
9. Диденко В. И., Евланов Ю. Н., Малиновский В. Н. Цифровой интегрирующий вольтметр с автоматической коррекцией дрейфа.— «Приборы и системы управления», 1973, № 2, с. 14—16 с ил.
10. Душин Е. М., Капустин А. Н. Некоторые особенности и погрешности интегрирующих цифровых вольтметров.— «Известия ЛЭТИ», 1969, вып. 85, с. 26—29 с ил.
11. Душин Е. М., Капустин А. Н. О погрешностях интегрирующих цифровых вольтметров.— «Известия вузов. Приборостроение», 1970, № 2, с. 14—16 с ил.
12. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. М., «Советское радио», 1973. 207 с. с ил.
13. Евланов Ю. Н. Некоторые вопросы теории измерительного интегрирующего усилителя на транзисторах.— «Измерительная техника», 1965, № 11, с. 25—29 с ил.
14. Евланов Ю. Н., Харченко Р. Р. Линейные измерительные преобразователи постоянного напряжения в частоту и длительность импульсов с импульсной обратной связью.— «Автометрия», 1966, № 1, с. 17—27 с ил.
15. Измерительный преобразователь сигналов постоянного тока в частоту следования импульсов с импульсной обратной связью.— «Труды Всесоюзного НИИ электроизмерительных приборов», 1971, вып. 8, с. 76—85 с ил. Авт. Ю. С. Бедов, О. И. Глинская, М. М. Кабанов, В. А. Марков, Н. М. Семенов, С. А. Скородумов, Л. М. Третьяков, А. И. Федоров, Н. И. Яковлев.
16. Касперович А. Н. Об устранении влияния периодических помех на результаты многоточечных измерений постоянных напряжений.— «Автометрия», 1965, № 2, с. 17—25 с ил.

17. Касперович А. Н., Корчагин И. Я. Анализ погрешности обработки результатов измерений цифровым прибором, проводимой для ослабления влияния гармонических помех.— В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. Новосибирск, изд-во СО АН СССР, 1971, с. 161—169 с ил.
18. Клейнер Э. А., Мальцев Ю. С., Разгуляев Е. П. Малогабаритные цифровые приборы Ф210.— «Приборы и системы управления», 1973, № 5, с. 40—42 с ил.
19. Клиторин И. Ф., Собстель Г. М. Преобразователь напряжения в частоту следования импульсов с переключением направления интегрирования.— «Автометрия», 1968, № 2, с. 97—99 с ил.
20. Конденсаторные преобразователи в автоматике и системах управления. М., «Энергия», 1969. 70 с. с ил. Авт. Л. А. Баранов, Г. С. Гершензон, В. И. Дмитриев, А. Е. Княжеский.
21. Кондюкова Е. И., Редькин Б. Е. Аналого-цифровые преобразователи систем автоматического контроля. М., «Энергия», 1967, 80 с. с ил.
22. Кончаловский В. Ю., Лазаров А. И. О помехозащищенности цифровых вольтметров интегрирующего типа.— «Измерительная техника», 1973, № 6, с. 53—56 с ил.
23. Куликов С. В. Управляемые мультвибраторы на транзисторах. М., «Энергия», 1966. 85 с. с ил.
24. Малеханова С. Ф., Наконечный В. Е. Расчет погрешности интегрирующего цифрового вольтметра с двухтактным преобразованием.— «Автометрия», 1967, № 2, с. 97—101 с ил.
25. Малиновский В. Н. Цифровые вольтметры интегрирующего типа.— «Приборы и системы управления», 1973, № 2, с. 10—14 с ил.
26. Махнанов В. Д., Милохин Н. Т. Устройства частотного и время-импульсного преобразования. М., «Энергия», 1970. 127 с. с ил.
27. Наконечный В. Е., Кравченко В. А., Самхарадзе М. И. Температурная погрешность формирователя вольт-секундной площади на RS -цепи для преобразователя напряженно-частота.— «Вопросы радиоэлектроники. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 3, с. 117—121 с ил.
28. О погрешностях интегратора в схеме цифрового вольтметра с двойным интегрированием.— «Труды Московского энергетического института», 1972, вып. 154, с. 114—121 с ил. Авт. В. И. Диденко, Ю. Н. Евланов, В. Н. Малиновский, Н. А. Серов.
29. Проколенко В. И. Анализ цифратора с преобразованием напряжение—частота переменной крутизны.— «Автометрия», 1968, № 5, с. 86—95 с ил.
30. Прянишников В. А., Федосеев А. М. Влияние помех на точность цифровых интегрирующих вольтметров.— «Известия вузов. Приборостроение», 1972, № 2, с. 24—29 с ил.
31. Прянишников В. А., Федосеев А. М. Расчет погрешности интегрирующих цифровых преобразователей с потенциометрической обратной связью при наличии помех.— В кн.: Помехи в цифровой технике. Вильнюс, 1971, с. 151—154 с ил.
32. Прянишников В. А., Федосеев А. М. Спектр импульсов аналого-цифровых преобразователей с интегральной частотно-импульсной модуляцией.— В кн.: Специальные автоматические приборы и системы для научных исследований, вып. 3. Л., «Энергия», 1974, с. 42—46 с ил.
33. Рабинович В. И., Тимохин С. А. К определению статистических характеристик флуктуацией времени интегрирования в устройствах частотно-импульсного преобразования.— В кн.: Методы аналого-цифрового преобразования. [Труды семинара]. Новосибирск, изд-во СО АН СССР, 1969, с. 57—64 с ил.
34. Стратонович Р. Л. Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике. М., «Советское радио», 1961. 556 с. с ил.
35. Судьин С. Л. Сравнительное исследование трех схем преобразования напряжение—частота с эталонным возвратом.— В кн.: Коммутация и преобразование малых напряжений. Л., ЛДНТП, 1968, с. 63.

36. Тарасов В. П. Исследование одного метода преобразования напряжения в код.— «Измерительная техника», 1969, № 12, с. 58—60 с ил.
37. Тарасов В. П. Исследование особенностей построения интегрирующих преобразователей напряжения в код.— «Приборы и системы управления», 1971, № 2, с. 36—38 с ил.
38. Тимохин С. А., Шульц В. П. Анализ случайной погрешности временноимпульсных преобразователей интегрирующего типа.— В кн.: Методы и средства аналого-цифрового преобразования. [Труды семинара]. Новосибирск, изд-во СО АН СССР, 1969, с. 29—36.
39. Тычино К. К. Преобразователи напряжения в частоту. М., «Энергия», 1972. 64 с. с ил.
40. Федосеев А. М. Расчет максимального входного напряжения конденсаторного преобразователя.— «Известия вузов. Приборостроение», 1971, № 10, с. 15—17 с ил.
41. Фремке А. В. Компенсационные частотные измерительные преобразователи и вопросы помехоустойчивости частотных измерительных информационных систем.— В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. [Тезисы докладов и сообщений.] Новосибирск, изд-во СО АН СССР, 1966, с. 17.
42. Харкевич А. А. Борьба с помехами. М., «Наука», 1965. 275 с. с ил.
43. Хлистунов В. Н. Основы цифровой электроизмерительной техники и цифровые преобразователи. М.—Л., «Энергия», 1966. 343 с. с ил.
44. Хризман С. С. Цифровые измерительные приборы и системы. Киев, «Наукова думка», 1970. 327 с. с ил.
45. Цифровые измерительные приборы. Л., «Энергия», 1971. 160 с. с ил. Авт. Р. С. Ермолов, Г. Г. Живилов, И. Я. Каверкин, В. В. Островерхов, В. Р. Романовский, Э. Ф. Симхович.
46. Шляндин В. М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы. М., «Высшая школа», 1973. 280 с. с ил.
47. Aasnaes H. P., Harrison T. J. Triple play speeds a. d. conversion.— «Electronics», 1968, № 9, p. 69—72 with ill.
48. Amman K. S. Dual slope DVM.— «The Electronic Engineer», 1967, № 6, p. 66—67 with ill.
49. Haas P., Knox D. Noise rejection in an integrating DVM.— «Instruments and Control Systems», 1966, № 12, p. 91—93 with ill.
50. Kay B. G. Selecting the right digital voltmeter.— «Electronics», 1966, № 7, p. 84—90 with ill.
51. Porteus J. O. Optimum RC-filtering and integration for sequential measurement of d. c. signals.— «Rev. sci. instrum.», 1964, № 12, p. 1673—1678 with ill.
52. Schmid H. Digital meters for under \$ 100.— «Electronics», 1966, № 24, p. 88—94 with ill.
53. Stern H. Digital voltmeter techniques.— «Wireless world», 1967, № 7, p. 25—26 with ill.
54. Wheable D. Optimization of the dual ramp voltmeters.— «Radio and Electron. Eng.», 1970, № 2, p. 59—62 with ill.
55. Weitz B., Nelson J. A quiet look at noise rejection.— «EDN», 1969, № 15, p. 45 with ill.
56. Loe L. M. Duty cycle modulators are simple and versatile.— «EDN», 1971, № 4, p. 47—49 with ill.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Принципы построения интегрирующих цифровых вольтметров постоянного тока	5
1-1. Классификация интегрирующих цифровых вольтметров . . .	—
1-2. Основные характеристики интегрирующих цифровых вольтметров	8
1-3. Методы аналого-цифрового преобразования, применяемые в цифровых вольтметрах неинтегрирующего типа	13
1-4. Интегрирующие цифровые вольтметры с промежуточным преобразованием напряжения в частоту	18
1-5. Интерполяционные вольтметры с измерением остаточного заряда интегратора	23
1-6. Интегрирующие цифровые вольтметры с переменной крутизной преобразования напряжения в частоту	26
1-7. Интегрирующие цифровые вольтметры с промежуточным преобразованием напряжения в частоту и преобразователем частоты в напряжение в цепи обратной связи	34
1-8. Интегрирующие цифровые вольтметры с потенциметрической обратной связью	40
1-9. Интегрирующие цифровые вольтметры с промежуточным преобразованием напряжения в интервал времени	46
1-10. Интегрирующие цифровые вольтметры с переменной крутизной преобразования напряжения в интервал времени	49
1-11. Интегрирующие цифровые вольтметры со статистическим усреднением	56
Глава вторая. Помехозащищенность интегрирующих цифровых вольтметров	59
2-1. Виды помех и их характеристика	—
2-2. Методы ослабления влияния помех общего вида	62
2-3. Влияние гармонической помехи на погрешность ИЦВ с частотным преобразованием	65
2-4. Влияние случайных помех на погрешность ИЦВ с частотным преобразованием	70
2-5. Влияние гармонической помехи на точность ИЦВ с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал	75
2-6. Влияние случайных помех на точность ИЦВ с промежуточным преобразованием напряжения в интервал времени	81
2-7. Ослабление гармонической помехи в ИЦВ с двукратным интегрированием	85
2-8. Влияние гармонической помехи на точность ИЦВ с потенциметрической обратной связью	87

2-9. Ослабление гармонических помех в ИЦВ со статистическим осреднением	88
2-10. Влияние случайных помех на точность ИЦВ со статистическим осреднением	95
2-11. Включение фильтра нижних частот на входе интегрирующего цифрового вольтметра	98
Глава третья. Частотные и временные преобразователи интегрирующих цифровых вольтметров	107
3-1. Емкостные интеграторы	—
3-2. Емкостные интеграторы с операционными усилителями	111
3-3. Коррекция частотной характеристики емкостного интегратора в области высоких частот	117
3-4. Коррекция частотной характеристики емкостного интегратора в области низких частот	119
3-5. Влияние собственных шумов операционного усилителя на погрешность емкостного интегратора	124
3-6. Магнитные интеграторы	128
3-7. Преобразователи напряжения в частоту с емкостными интеграторами	132
3-8. Преобразователи напряжения в частоту с магнитными интеграторами	141
3-9. Преобразователи напряжения во временной интервал с емкостными интеграторами	145
Глава четвертая. Схемы и конструкции интегрирующих цифровых вольтметров	148
4-1. Особенности схем и конструкций интегрирующих цифровых вольтметров	—
4-2. Входные устройства интегрирующих цифровых вольтметров	153
4-3. Интегрирующие цифровые вольтметры с частотным преобразованием	168
4-4. Интегрирующие цифровые вольтметры с временным преобразованием	179
4-5. Интегрирующие цифровые вольтметры со статистическим осреднением	193
4-6. Интегрирующие цифровые вольтметры компенсационного типа	198
4-7. Устройства адаптивного выбора предела измерения интегрирующих цифровых вольтметров	204
Список литературы	217

ВИКТОР АЛЕКСЕЕВИЧ ПРЯНИШНИКОВ

**ИНТЕГРИРУЮЩИЕ
ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ
ПОСТОЯННОГО ТОНА**

Редактор В. Н. Миханкова
Художественный редактор Г. А. Гудков
Технический редактор В. И. Ботикова
Корректор Э. В. Лобова

Сдано в набор 28/V 1976 г. Подписано к печати 25/VIII
1976 г. М-23143. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага типографская № 2.
Печ. л. 14. Уч.-изд. л. 14,4. Тираж 10 000 экз. Заказ № 1174.
Цена 93 коп.

Ленинградское отделение издательства «Энерги
192041, Ленинград, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при
Государственном комитете Совета Министров СССР по де-
лам издательств, полиграфии и книжной торговли, 196126,
Ленинград, Ф-126, Социалистическая ул., 14.