

А. С. ОЧКОВ, Б. С. МОШКАРОВ,  
В. А. ЯНОЧКИН, А. С. ШПИТОНОВ  
(Москва)

### РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ И РАЗРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ АНАЛОГОВЫХ ВЕЛИЧИН

Исходя из опыта разработки цифрового мультиметра, можно предложить следующие рекомендации по проектированию приборов. Функционально прибор подразделяется на схему аналоговой обработки, преобразователь аналог — время, схему формирования команд и логической обработки информации.

**Схема аналоговой обработки.** Схема аналоговой обработки включает в себя усилитель постоянного тока (УПТ), цепи обратной связи, осуществляя масштабное усиление измеряемых величин до уровня приведенного диапазона. Обработка напряжения  $U_x$  младших поддиапазонов изображена на рис. 1, а. Она построена по методу последовательной отрицательной обратной связи по напряжению [1]. Коэффициент усиления равен

$$K_U = \frac{K_0}{1 + K_0 \beta},$$

где  $K_0$  — коэффициент усиления УПТ без обратной связи;

$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  — коэффициент обратной связи.

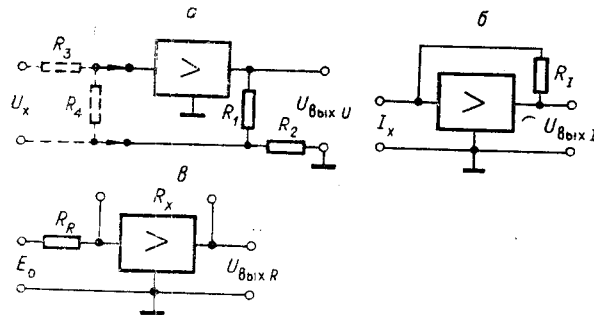


Рис. 1.

Ток  $I_{вх}$  состоит из нулевого тока УПТ  $I_{вх0}$ , вызванного шумом и дрейфом, и током  $I_{вхU}$ , потребляемым входом УПТ за счет конечности значений входного сопротивления  $R_{вх}$  и коэффициента усиления УПТ  $K_0$ :

$$I_{вх} = I_{вх0} + I_{вхU} = I_{вх0} + \frac{U_x}{R_{вх}} \frac{1}{1 + K_0 \beta}.$$

Таким образом, прибор характеризуется входными параметрами: нулевым током  $I_{вх0}$  и входным сопротивлением  $R$ . При этом

$$R = R_{вх} (1 + K_0 \beta). \quad (1)$$

В итоге аналоговой обработки на выходе УПТ формируется напряжение  $U_{выхU}$ :

$$U_{выхU} = (U_x + U_{вх0} + r_{г} I_{вх0}) \frac{K_0}{1 + K_0 \beta}, \quad (2)$$

где  $U_{вх0}$  — напряжение дрейфа и шумов УПТ;  $r_{г}$  — внутреннее сопротивление источника. Для измерения более высоких напряжений используется предварительное деление.

Схема преобразования измеряемого тока  $I_x$  в выходное напряжение  $U_{выхI}$  приведенного диапазона изображена на рис. 1, б.

$$U_{выхI} = \left( I_x + I_{вх0} + \frac{U_{вх0} + \frac{I_x R_I}{K_0}}{r_{г}} \right) R_I + U_{вх0}. \quad (3)$$

Схема преобразования измеряемого сопротивления  $R_x$  в выходное напряжение приведенного диапазона  $U_{выхR}$  изображена на рис. 1, в, где  $E_0$  — образцовое напряжение.

$$U_{выхR} = \left( \frac{E_0 + U_{вх0}}{R_R} + I_{вх0} + \frac{U_{вх0} + \frac{E_0 R_x}{R_R K_0}}{R_R} \right) R_x + U_{вх0}. \quad (4)$$

Анализируя погрешности с помощью формул (1)—(4), можно предъявить требования к элементам прибора и, в частности, к УПТ. Наиболее жесткие требования к  $K_0$  и  $U_{вх}$  предъявляются при измерении напряжений. В реальном приборе, который будет рассматриваться далее,  $\beta=0,01$ , а погрешность аналоговой обработки не должна превышать  $3 \cdot 10^{-4}$  на поддиапазоне 16 мВ с разрешающей способностью 1 мкВ. Отсюда  $K_0$  должен быть не менее  $3 \cdot 10^5$ , а дрейф в час или на 1 градус Цельсия и среднеквадратичное напряжение шумов в полосе пропускания преобразователя должны быть не более десятых долей микровольта. Учитывая, что единица младшего поддиапазона тока равна 0,1 нА, дрейф по току на градус и за час и среднеквадратичное значение шумового тока должны быть не более сотых долей наноампера.

Из перечисленных выше требований следует, что наиболее приемлемым является способ усиления малых сигналов постоянного тока с модуляцией — демодуляцией

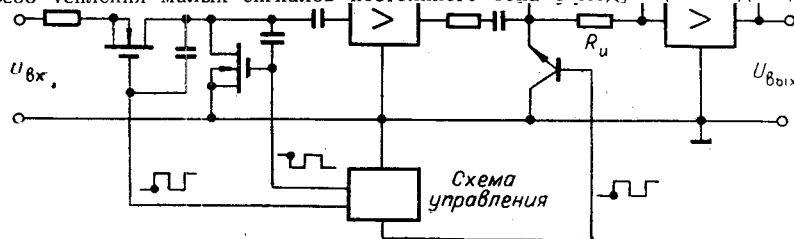


Рис. 2.

модуляторы с использованием полупроводниковых компенсированных прерывателей (типа ИП-1В) и полевых транзисторов. Критерии оценки шумовых параметров каскадов и выигрыша в напряжении шума при применении модуляции рассмотрены в [2, 3].

Для получения высокого входного сопротивления  $R_{вх}$  применяют последовательно-параллельную схему модулятора (см. рис. 2), которая к тому же обладает более высоким коэффициентом передачи  $K_m$ , чем другие схемы модуляторов.

При достижении высокого значения коэффициента  $K_0$  наибольшую трудность представляет обеспечение устойчивости УПТ. Вопрос об устойчивости УПТ существенно упрощается при правильном распределении коэффициентов передачи между звеньями 1—4 (см. рис. 2).

Применив вместо обычного RC-фильтра нижних частот активный фильтр-интегратор (см. рис. 2) с коэффициентом усиления  $K_{и}$ , получаем следующее преимущество: коэффициент усиления УНЧ снижается в  $K_{и}$  раз и устойчивость УНЧ и всего УПТ возрастает.

При распределении суммарного коэффициента усиления  $K_0$  между УНЧ и интегратором следует учитывать дрейф усилителя интегратора в соответствии с выражением

$$\delta U_{вх} \approx \delta U_{вхм} + \frac{\delta U_{вхU}}{0,5 K_{УНЧ}},$$

где  $\delta U_{вх}$ ,  $\delta U_{вхм}$ ,  $\delta U_{вхU}$  — приведенный ко входу дрейф нуля УПТ, модулятора и интегратора соответственно;  $K_{УНЧ}$  — коэффициент передачи УНЧ.

Параметр  $t_u$  накладывает ограничения практически на все параметры УПТ, но в первую очередь на частоту модуляции, быстродействие ключей модулятора и демодулятора, эквивалентную постоянную времени интегратора, скорость перезаряда емкости интегратора, зависящую от динамических параметров и свойств выходного каскада УНЧ. Время  $t_u$  складывается из двух величин:

$$t_u = t_n + t_y,$$

где  $t_n$  — время переключения выходного напряжения УПТ в нелинейном режиме;  $t_y$  — время установления выходного напряжения с точностью 99,99% при наличии обратной связи в линейном режиме;  $t_y = 9,2 \tau$ , где  $\tau$  — постоянная времени УПТ с обратной связью.

Для уменьшения времени переключения применяют нелинейный диодный шунт  $D_1, D_2$ , который при перегрузках шунтирует резистор  $R_n$ , тем самым резко увеличивая ток перезаряда емкости интегратора.

При выборе частоты модуляции  $F_m$  следует иметь в виду, что чем выше частота модуляции, тем больше дрейф, уровень помех, начальные токи и напряжение модулятора, вызванные выбросами переходных процессов в ключах, так как с повышением  $F_m$  увеличивается количество выбросов в единицу времени. Как правило, выбирают

$$F_m = 10^4 \div 10^5 f_v,$$

где  $f_v = \frac{1}{2\pi R_n C (K_n + 1)}$  — верхняя частота УПТ без обратной связи по уровню 3 дБ.

Для ослабления помех модулятора необходимо также использовать ключ с малыми паразитными емкостями и верно выбрать верхнюю частоту полосы пропускания УНЧ.

В соответствии с изложенными рекомендациями был разработан УПТ, примененный в качестве входного в цифровом мультиметре.

**Преобразователь аналог — время.** Разработанный измерительный прибор обладает высокой разрешающей способностью (1 мкс и 0,1 нс) и рассчитан для работы в лабораторных и заводских условиях. Он основан на использовании время-импульсного преобразования с двухтактным интегрированием. Для постоянного напряжения оптимальным линейным фильтром является звено с передаточной характеристикой

$$K(j\omega) = \frac{A}{j\omega} [5 - 7].$$

В рассматриваемом приборе имеются два счетчика: счетчик-синхронизатор и счетчик-индикатор. Это дает возможность ввести режим суммирования и усреднения результатов десяти измерений и режим частотомера.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Larry Naquire. New Chopper-Amp Design Meets Stringent Noise, Orift, Setting-Time Specs.— EDN, 1969, № 2.
2. Л. Д. Гик, А. Г. Козачок, В. М. Кунов, Ю. А. Щепеткин. Анализ порога чувствительности измерительных усилителей.— Автометрия, 1967, № 6.
3. Ч. Беклейн. Оценка погрешности операционных усилителей.— Экспресс-информация, КИТ, 1967, вып. 45.

Поступило в редакцию  
2 сентября 1969 г.

УДК 681.4.022.1.089.6

С. А. АНДРУСЯК,  
В. Г. БОЙЧУК, В. А. КОЧАН, С. Г. СУСУЛОВСКИЙ  
(Львов)

#### СТУПЕНЧАТЫЙ ПОТЕНЦИОМЕТР И ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПОВЕРКИ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

Для поверки цифровых вольтметров используются потенциометры и делители напряжения постоянного тока. Наиболее точными из выпускаемых в СССР являются потенциометры типа Р345 кл. 0,001 и делители напряжения типа Р313 того же класса. Однако контроль рабочего тока и особенно его самонастройка снижают производительность измерений. Дискретность компенсации температурной зависимости напряжения нормального элемента в этом потенциометре равна его классу, что не позволяет эффективно использовать нормальный элемент высокой точности. К тому же в условиях производства при массовых поверках цифровых вольтметров (ЦВ) более целесообразно использовать метод, когда о погрешностях ЦВ судят по разности между его показанием и значением поданного на вход калиброванного напряжения. Калибровку напряжения проще всего выполнить по показаниям одной декады потенциометра, кратным