

В. М. БЕЛОВ,  
 В. А. БУРОВЦЕВ, И. Ф. КЛИСТОРИН, А. Е. ПОДЗИН  
 (Новосибирск)

### ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В [1] было показано, что автоматические цифровые вольтметры (АЦВ) переменного тока, построенные по принципу «формирования опорного напряжения», обеспечивают наиболее высокие метрологические и эксплуатационные характеристики — точность, быстродействие, чувствительность и широкополосность при относительной простоте схемы и конструкции. Там же отмечалось, что частотная погрешность такого АЦВ полностью определяется неравномерностью амплитудно-частотной характеристики основного измерительного тракта — широкополосного усилителя с регулируемым усилением, который является составной частью так называемого устройства формирования опорного напряжения (ФОН).

На рис. 1 представлена структурная схема устройства ФОН, состоящего из входной цепи (предварительный усилитель или делитель напряжения), широкополосного усилителя ШУ, компаратора К для сравнения эффективных значений образцового напряжения  $U_0$  и выходного напряжения усилителя  $U_{\text{вых}}$ , цепи обратной связи ЦОС и управляемого делителя напряжения УДН, который является регулирующим элементом данной системы автоматического регулирования.

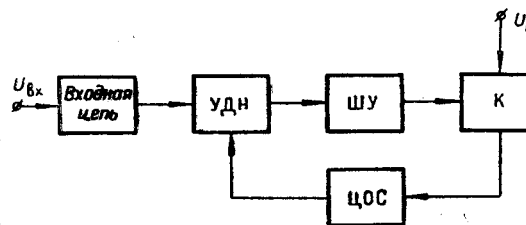


Рис. 1.

Очевидно, что неравномерность частотной характеристики прямого тракта устройства ФОН определяется частотными свойствами входной цепи, ШУ, К, УДН. Если в настоящее время обеспечение достаточно широкой полосы усилителя, компаратора и входной цепи не вызывает особых затруднений (с учетом того, что входной делитель может быть выполнен на непроволочных резисторах [1]), то этого нельзя сказать об управляемом делителе напряжения, поскольку его параметры являются функцией управляющего напряжения  $U_y$ .

УДН в схеме рис. 1 должен иметь: 1) широкий диапазон изменения коэффициента передачи; 2) малые нелинейные и амплитудно-частотные

искажения периодических напряжений при достаточно большом отношении сигнал/шум; 3) минимальную инерционность по управляющему воздействию (минимальное время установления коэффициента передачи УДН при скачкообразном изменении  $U_y$ ; 4) малый коэффициент передачи управляющего напряжения  $U_y$  на выход УДН.

Первые два требования обусловлены необходимостью обеспечения заданной погрешности измерения в широкой полосе частот и большом динамическом диапазоне изменения измеряемых напряжений. Выполнение двух последних требований позволяет облегчить условие устойчивости замкнутой системы и получить достаточно высокое быстродействие АЦВ.

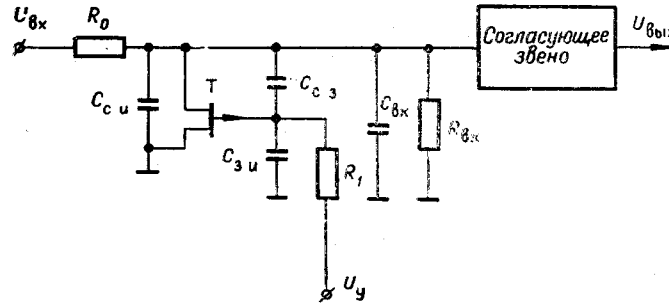


Рис. 2.

Как показали исследования различных вариантов схем УДН, совокупности указанных требований в наибольшей степени отвечает делитель напряжения, в одном из плеч которого в качестве управляемого резистора используется полевой транзистор.

Частотные свойства такого делителя существенно зависят от характера нагрузки. Поэтому в состав УДН целесообразно включить звено, согласующее выход делителя и вход ШУ.

На рис. 2 приведена схема УДН и показаны емкости между стоком — истоком  $C_{си}$ , стоком — затвором  $C_{сз}$  и затвором — истоком  $C_{зи}$  полевого транзистора, а также входная емкость согласующего звена  $C_{вх}$ . Эти емкости и определяют частотные свойства УДН.

Если предположить, что выходное сопротивление источника управляющего напряжения достаточно велико, а емкости  $C_{си}$ ,  $C_{сз}$ ,  $C_{зи}$  и  $C_{вх}$  не зависят от  $U_y$ , то постоянная времени  $\tau$  управляемого делителя определяется следующим выражением:

$$\tau = \frac{C_{си} + \frac{C_{сз} C_{зи}}{C_{сз} + C_{зи}} + C_{вх}}{g_{си}(U_y) + g_{вх} + g_0}. \quad (1)$$

Здесь  $g_{си}(U_y) = \frac{1}{r_{си}(U_y)}$  — проводимость полевого транзистора, являющаяся функцией управляющего напряжения  $U_y$ ;  $g_{вх} = \frac{1}{R_{вх}}$  — входная проводимость согласующего звена;  $g_0 = \frac{1}{R_0}$  — проводимость верхнего плеча управляемого делителя.

Из выражения (1) следует, что постоянная времени УДН зависит от значения  $U_y$ , т. е.  $\tau = f(U_y)$ .

$$F_{гр} = \frac{1}{\pi \tau (U_y)} \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

Как видно из (2), минимальная граничная частота  $F_{гр\min}$  соответствует максимальной постоянной времени цепи  $\tau_{\max}$ . Чтобы определить  $\tau_{\max}$ , необходимо найти значение  $g_0$ , которое может быть выражено через диапазон изменения коэффициента передачи УДН  $d$ ,  $g_{вх}$  и параметры полевого транзистора  $g_{си\max}$ ,  $g_{си\min}$ :

$$g_0 = \frac{g_{си\max} + g_{вх} - d(g_{си\min} + g_{вх})}{d - 1}, \quad (3)$$

где  $g_{си\max}$ ,  $g_{си\min}$  — соответственно максимальная и минимальная проводимость полевого транзистора;  $d = \frac{K_{\max}}{K_{\min}}$  — диапазон изменения коэффициента передачи УДН, равный отношению максимального коэффициента передачи к минимальному. В результате совместного решения уравнений (1) и (3) получим

$$\tau_{\max} = \frac{d - 1}{g_{си\max} - g_{си\min}} \left( C_{си} + \frac{C_{сз} C_{зи}}{C_{сз} + C_{зи}} + C_{вх} \right). \quad (4)$$

Отсюда следует, что для уменьшения  $\tau_{\max}$  необходимо выбирать полевой транзистор с возможно большей проводимостью  $g_{си\max}$ , меньшими емкостями  $C_{си}$ ,  $C_{сз}$ ,  $C_{зи}$ , а также стремиться к уменьшению  $C_{вх}$  согласующего звена. В реальных полевых транзисторах  $g_{си\max} = 0,002 \div 0,003$  1/ом,  $g_{си\min} = 10^{-8} \div 10^{-9}$  1/ом;  $C_{си} = 0,1 \div 0,2$  пф,  $C_{сз} \approx C_{зи} = 5 \div 8$  пф. Входная емкость эмиттерных повторителей лежит в пределах 1—2 пф, если приняты соответствующие меры к ее уменьшению. Диапазон изменения коэффициента передачи УДН определяется динамическим диапазоном измеряемых напряжений АЦВ, и желательно, чтобы он имел значение не менее 100. Исходя из этих данных, можно рассчитать, что уже на частоте  $F_{гр} = 125$  кГц частотная погрешность будет достигать  $\delta_f = 1\%$ .

Как видно из приведенного примера, наибольший вклад в величину  $\tau_{\max}$  вносят проходные емкости полевого транзистора  $C_{зи}$ ,  $C_{сз}$  и входная емкость  $C_{вх}$  согласующего устройства. Это обстоятельство следует считать благоприятным, поскольку эти емкости могут быть в значительной степени компенсированы с помощью обратных связей.

На рис. 3 изображена принципиальная схема УДН, частотная погрешность которого существенно уменьшена по сравнению с УДН рис. 2. В этой схеме на затвор полевого транзистора, кроме управляющего напряжения  $U_y$  через конденсатор  $C$  подается выходное напряжение согласующего звена, в качестве которого ис-

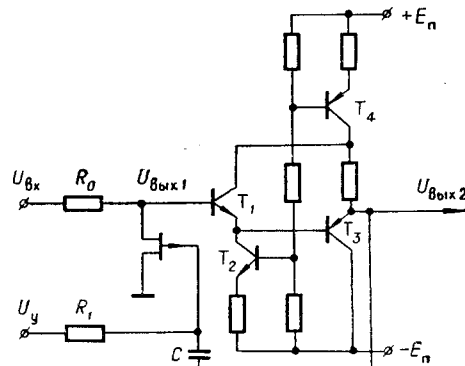


Рис. 3.

пользуется двухступенчатый эмиттерный повторитель на транзисторах  $T_1 - T_4$ .

Очевидно, что в этом случае действие емкости  $C_{сз}$  будет ослаблено, т. е. для эквивалентной емкости  $C_{сз}^*$  с учетом указанной связи может быть записано следующее выражение:

$$C_{сз}^* = C_{сз} (1 - K_{п} + \operatorname{tg} \varphi), \quad (5)$$

где  $K_{п}$  — коэффициент передачи эмиттерного повторителя;  $\varphi$  — фазовый сдвиг, вносимый эмиттерным повторителем и переходной цепью  $R, C$ .

Таким образом, для лучшей компенсации проходной емкости полевого транзистора эмиттерный повторитель должен иметь возможно больший коэффициент передачи и минимальный фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного. Помимо этого, он должен обладать малой входной емкостью. Можно показать, что схема эмиттерного повторителя, изображенная на рис. 3, в наибольшей степени удовлетворяет указанным требованиям. Действительно, коэффициент передачи каждой из ступеней повторителя весьма близок к единице, поскольку в качестве эмиттерных нагрузок здесь используются токостабилизирующие двухполюсники (на транзисторах  $T_2$  и  $T_4$ ), которые имеют большое динамическое сопротивление. Фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного определяется выходными сопротивлениями ступеней, емкостью перехода база — коллектор  $C_{бк}$  транзистора  $T_3$  и емкостью нагрузки эмиттерного повторителя. Выходное сопротивление как первой, так и второй ступени здесь может быть сделано достаточно малым благодаря надлежащему выбору токов транзисторов  $T_2$  и  $T_4$ . Данный эмиттерный повторитель обладает и малой емкостью  $C_{вх}$ , вследствие того, что коллекторное напряжение входного транзистора  $T_1$  изменяется синфазно с входным сигналом.

Соотношения для определения значения входной емкости эмиттерных повторителей с учетом их коэффициентов передачи приведены в [2]. Для нашего случая, учитывая фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного, выражение принимает следующий вид:

$$C_{вх} = C_{бз} (1 - K_{п1} + \operatorname{tg} \varphi_1) + C_{бк} [1 - K_{п1} K_{п2} + \operatorname{tg} (\varphi_1 + \varphi_2)]. \quad (6)$$

Здесь  $C_{бз}$ ,  $C_{бк}$  — емкость базового и коллекторного переходов транзистора  $T_1$ ;  $K_{п1}$ ,  $K_{п2}$  — коэффициенты передачи первой и второй ступеней;  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  — фазовые сдвиги сигнала, вносимые первой и второй ступенью.

Известны и другие схемы эмиттерных повторителей, например описанная в [3], в которых также компенсируется емкость коллекторного перехода входного транзистора. Однако в этих схемах первая ступень должна работать в режиме малых токов (из-за необходимости включения достаточно большого сопротивления в цепь коллектора входного транзистора), что само по себе ухудшает частотные свойства повторителя [4] и приводит к повышению выходного сопротивления ступени. Поэтому, на наш взгляд, предлагаемую схему эмиттерного повторителя следует признать более эффективной, если требуется получить минимальные значения входной емкости и фазового сдвига выходного напряжения относительно входного.

Экспериментальные исследования УДН по схеме рис. 3 показали, что коэффициент передачи эмиттерного повторителя составляет 0,99, а  $\operatorname{tg} \varphi$  не превышает 0,01. Используя данные приведенного выше примера, можно рассчитать эквивалентную емкость  $C_{сз}^*$  и входную емкость согласующего устройства соответственно по выражениям (5) и (6).

Исходя из этих данных, граничная частота, рассчитанная по выражениям (2) и (4), для схемы рис. 3 составляет 850 кГц при той же частотной погрешности 1%\*. Экспериментально измеренная граничная частота составляет 700 кГц. Это несовпадение частоты  $F_{гр}$  с расчетной можно объяснить наличием дополнительных монтажных емкостей, которые не были учтены.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. В. М. Белов, И. Ф. Клисторин, А. Е. Подзин. Принцип построения универсального автоматического цифрового вольтметра.— Автометрия, 1969, № 2.
2. Р. Лэиди, Д. Дэвис, А. Альбрехт. Справочник радиоинженера. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.
3. Я. Т. Загорский, Д. Г. Левченко, В. М. Носов. О принципах построения измерительных усилителей переменного напряжения на транзисторах.— Автометрия, 1966, № 6.
4. А. Я. Федотов. Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1963.

*Поступила в редакцию  
4 ноября 1969 г.*

---

\* Следует заметить, что при использовании такого УДН в АЦВ переменного тока указанная погрешность появляется при измерении минимального напряжения на выбранном пределе. При этом приведенная погрешность АЦВ при 4 десятичных разрядах будет составлять 0,01%.