

ДВУХКАСКАДНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

М. С. РОЙТМАН, В. М. СЕРГЕЕВ

(Представлена научным семинаром факультета автоматики и вычислительной техники)

Известно, что эффективным средством получения высоких метрологических характеристик измерительных усилителей (ИУ) является введение глубокой отрицательной обратной связи (ООС).

Допустимая глубина противосвязи ограничена требованием обеспечения достаточного запаса по устойчивости и определяется прежде всего количеством каскадов и порядком системы. Это вынуждает при необходимости иметь ИУ с большим коэффициентом усиления, расчленив его на несколько элементарных усилительных звеньев (УЗ), каждое из которых охвачено предельно глубокой ООС. Анализ оптимального числа каскадов ламповых УЗ дан в [1]. Для транзисторных усилителей аналогичные выражения получены в [2] и с учетом неминимально фазовых свойств транзистора в [3].

Оптимальное число каскадов в УЗ, когда каждый каскад имеет идеальную по Бode частотную характеристику для транзисторных усилителей, согласно [2] и [3] колеблется в пределах от 2 до 3-х. Но осуществление такой коррекции частотной характеристики в сильной степени усложняет усилитель и требует тщательной настройки, что при массовом производстве УЗ совершенно неприемлемо. При некорректированной характеристике оптимальное число каскадов УЗ не превышает 2-х.

Построение усилителей из отдельных УЗ требует внимательного подхода к выбору схемы и тщательного расчета последних.

Каждое УЗ должно обеспечивать получение достаточно глубоких противосвязей при устойчивой работе без корректирующих элементов. Это требование предопределяет как рациональное (в смысле уменьшения паразитных реактивностей) построение всего усилителя в целом и цепи ООС в частности, так и использование непосредственной связи между каскадами, уменьшающие фазовые сдвиги в области низких частот. Кроме этого, при изготовлении УЗ важным фактором становится их надежность и экономичность, а также нечувствительность к разбросу параметров активных и пассивных элементов схемы. Из известных схемных решений двухкаскадных усилителей, отвечающих указанным требованиям, наиболее приемлемыми можно считать схемы, приведенные на рис. 1 и 2. В них общая ООС по напряжению осуществляется за счет сопротивления R_0 . По постоянному току каскады стабилизированы местными обратными связями ($R_{э1}$, $R_{э2}$) и общей ООС через сопротивление $R_{б2}$. При одинаковой температурной стабильности обе схемы примерно равноценны по достижимой величине коэффициента усиления.

Важным преимуществом, позволяющим отдать предпочтение схеме рис. 2, является более удачное построение цепи ООС, требующее минимального количества элементов. Достоинством является и то, что цепь ООС независима от влияния развязывающих фильтров, которые необходимы при питании УЗ от одного источника. Указанные факторы уменьшают нестабильность коэффициента передачи цепи ООС, который

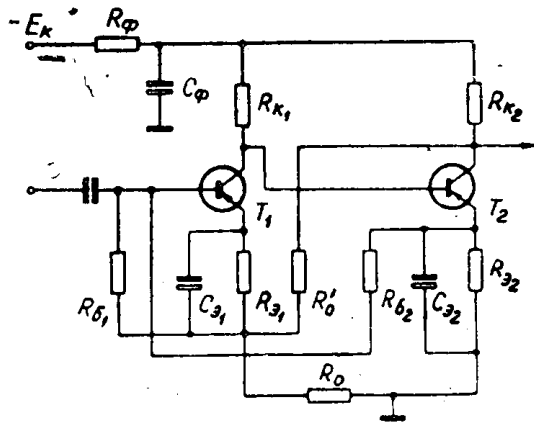


Рис. 1.

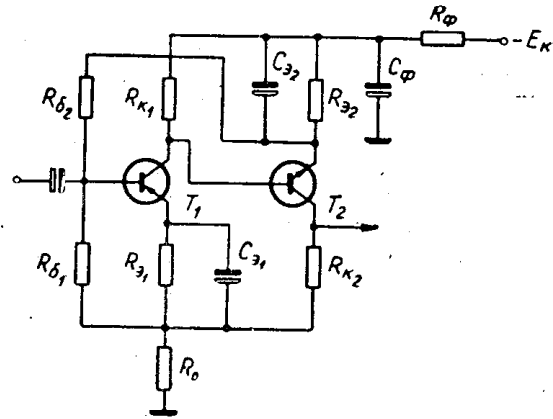


Рис. 2.

при глубоких ООС в основном и определяет погрешность УЗ. Таким образом, эти положительные качества схемы рис. 2 позволяют рекомендовать ее в качестве УЗ.

Расчет элементов схемы, обеспечивающий максимальную глубину ООС на средних частотах

Для определения глубины ООС на средних частотах для схемы рис. 2 классическим методом [1] пришлось бы оперировать матрицами четвертого порядка, что при решении задачи в общем виде приводит к громоздким результатам. Более простой метод изложен в [4].

На основании методики, приведенной в [4], при выполнении условия

$$R_{\text{вх}} + R_i \gg (r_{\delta} + R_i) \cdot \frac{R_n \cdot (1 + \beta)}{r_K}, \quad (1)$$

где

$R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора на средних частотах,
 R_i — сопротивление источника сигнала,
 R_n — сопротивление нагрузки,
 r_{δ}, β, r_K — параметры физической эквивалентной схемы транзистора.

Величина возвратной разности для схемы рис. 2 может быть представлена в виде

$$F = A \cdot \frac{R_0 \cdot R_{K1}}{(R_{K1} + R_{\text{вх}2}) \cdot (R_n + R_{K2} + R_0)}, \quad (2)$$

здесь

$$A = \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_n}{R_i + R_{\text{вх}1}};$$

$$R_i = R_i \parallel R_{\delta_2}; \quad R_{\text{вх}1} = R_{\text{вх}1} \parallel R_{\delta_1};$$

индексами 1,2 обозначены параметры транзисторов T_1 и T_2 соответственно.

Выражение 2 выведено при пренебрежении местной обратной связи в первом каскаде за счет сопротивления R_0 .

Используя связь по постоянному току между первым и вторым каскадом, представим F в виде функции от R_{K_1} и постоянных коэффициентов. На основании обозначений рис. 3 можно записать

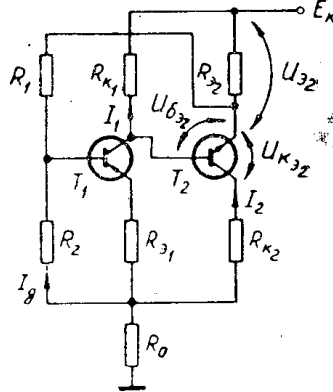


Рис. 3.

$$E_K = U_{\varepsilon_2} + U_{K\varepsilon_2} + I_2 \cdot R_{K_2} + (I_1 + I_2 + I_3) \cdot R_0;$$

здесь

I_1 — ток покоя первого каскада,
 I_2 — ток покоя второго каскада,
 I_3 — ток делителя,

но
 тогда

$$U_{\varepsilon_2} = I_1 \cdot R_{K_1} - U_{\varepsilon_2};$$

$$E_K = U_{K\varepsilon_2} - U_{\varepsilon_2} + I_1 \cdot R_{K_1} + I_2 \cdot R_{K_2} + (I_1 + I_2 + I_3) \cdot R_0. \quad (3)$$

При глубоких обратных связях коэффициент усиления определяется как

$$K_{св} = \frac{1}{\gamma}, \quad (4)$$

где γ — коэффициент обратной связи. Для схемы рис. 2

$$\gamma = \frac{R_0}{R_0 + R_{K_2}}, \quad (5)$$

с учетом 4 и 5 можно записать

$$R_{K_2} = R_0 \cdot (K_{св} - 1); \quad (6)$$

подставив это значение R_{K_2} в 3, после преобразований получим

$$R_0 = R - \delta R_{K_1}; \quad (7)$$

здесь

$$R = \frac{E_K - U_{K\varepsilon_2} + U_{\varepsilon_2}}{I_1 + I_2 \cdot K_{св} + I_3}; \quad \delta = \frac{I_1}{I_1 + I_2 \cdot K_{св} + I_3}.$$

С учетом (7) выражение (2) можно записать в виде

$$F = A \cdot \frac{R_{K_1} \cdot (R - R_{K_1} \cdot \delta)}{(R_{K_1} + R_{вх_2} \cdot [R_H + (R - R_{K_1} \cdot \delta) \cdot K_{св}])}. \quad (8)$$

Исследуя выражение (8) на максимум по R_{K_1} , получим уравнение для определения R_{K_1} , обеспечивающем максимальную величину возвратной разности:

$$R_{K_1} = n \pm \sqrt{n(n-m)}; \quad (9)$$

где

$$n = \frac{R_H + R \cdot K_{св}}{\delta \cdot K_{св} - \frac{R_H}{R_{вх_2}}}; \quad m = \frac{R}{\delta};$$

при холостом ходе

$$(R_H = \infty) \quad n = -R_{вх_2};$$

$$\delta \cdot K_{св} = \frac{R_H}{R_{вх_2}}$$

выражение для R_{K_1} примет вид

$$R_{K_1} = \frac{R}{2 \cdot \delta}.$$

Задавшись режимами по постоянному току ($U_{кз^2}$, I_1 , I_2 , I_3) при заданном E_K и $K_{св}$, на основании выражений (9), (7) и (6) можно провести расчет всех элементов схемы.

Эксперимент проводился с усилителем по схеме рис. 2 при коэффициенте усиления с обратной связью $K_{св} = 10$ нагруженным на сопротивление нагрузки 2 ком (коэффициент усиления без обратной связи ($K = 4000$)). Неравномерность частотной характеристики в диапазоне $15 \text{ гц} \div 300 \text{ кгц}$ не превышает $0,5\%$. Нестабильность коэффициента усиления при изменении питающего напряжения на $\pm 10\%$ не превышает $0,2\%$. Нестабильность коэффициента усиления в диапазоне температур $25\text{—}65^\circ\text{C}$ не превышает $0,12\%$ (нестабильность коэффициента передачи делителя $R_{кз}$, R_0 , выполненных на резисторах типа БЛП, в этом диапазоне составляет $0,08\%$), таким образом, при выполнении цепи ООС из сопротивлений с одинаковым температурным коэффициентом нестабильность УЗ в указанном диапазоне не превысит $0,04\%$.

Входное сопротивление на средних частотах 3 ком (при компенсации делителя может быть доведено до 200 ком). Выходное сопротивление 60 ом .

В заключение авторы считают своим долгом поблагодарить инженера Денисову Н. Ф. за помощь в выполнении экспериментальных работ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Бодэ. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. ИЛ., 1948.
2. М. С. Шмелевич. Об оптимальном числе каскадов в транзисторных усилителях с отрицательной обратной связью. Электросвязь, № 7, 1966.
3. Отчет по теме «Разработка некоторых рекомендаций по проектированию линейных усилителей на транзисторах», ЦНИИсвязи, М., 1965.
4. Б. Я. Лурье. Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью. Связь, 1965.