

М. С. РОЙТМАН, В. М. СЕРГЕЕВ

(Томск)

**НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ
АНАЛИЗА И РАЦИОНАЛЬНОГО ПОСТРОЕНИЯ
ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
С ЭМИТТЕРНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ**

При разработке качественных усилителей широко применяется эмиттерная (катодная) отрицательная обратная связь (ООС) по напряжению [1—3]. При всех известных достоинствах эмиттерная ООС обладает существенным недостатком — наличием местных петель ООС, приводящих к существенным потерям эффективности общей ООС. Несмотря на то, что данный вид связи известен давно, до сих пор нет четкой трактовки всех ее особенностей и встречаются ошибочные утверждения. Например, в [2] указывается на наличие только местной ООС в первом каскаде, хотя при более внимательном рассмотрении обнаруживается еще одна петля местной ООС в выходном каскаде. Там же утверждается, что чем больше величина местной обратной связи в первом каскаде, тем с большим основанием можно рассматривать эмиттерную ООС как многопетлевую, а не многоканальную. Анализ же показывает, что по мере увеличения местной ООС увеличивается прямое прохождение и система эмиттерной ООС носит ярко выраженный характер многоканальной.

В [3] (см. стр. 17) ошибочно указывается, что сопротивление ООС, включенное в катод входного каскада, шунтируется малым входным сопротивлением входной лампы со стороны катода. Из этого факта можно сделать неправильный вывод о незначительной величине местной ООС даже при больших сопротивлениях, включенных в катод (эмиттер). В то же время практика разработки линейных усилителей с эмиттерной ООС по напряжению позволила выявить специфические ее особенности, без знания которых эффект линеаризации усилителя может быть незначителен даже при большой глубине ООС. Указанные обстоятельства определяют необходимость проведения полного анализа свойств эмиттерной ООС и поиск путей увеличения ее эффективности.

Метод анализа. В принципе, имея неопределенную матрицу транзистора, выраженную через любую систему его параметров, можно обобщенным методом [4] определить выражение для коэффициента передачи любой сложной схемы. Однако известные примеры такого анализа [5] приводят к результатам, пригодным лишь для количественного расчета, и практически не позволяют выявить физически объяснимую структуру полученного выражения. Кроме того, полученные таким образом результаты не могут быть использованы при расчете усилителей, выполненных

на других активных элементах (например, на униполярных транзисторах).

Для исключения указанных недостатков можно ввести обобщенные параметры транзистора, которые точно отражали бы его усилительные свойства, а по форме записи были формально одинаковы для известных активных элементов. Для этого полученные на основе низкочастотной Т-образной схемы замещения (рис. 1) выражения для коэффициента усиления и выходного сопротивления усилителя с общим эмиттером, работающего от источника и с выходным сопротивлением R_i на активную нагрузку R_n , при очевидных допущениях $r_k \gg r_6$, $\alpha r_k \gg r_3$ могут быть приведены к виду

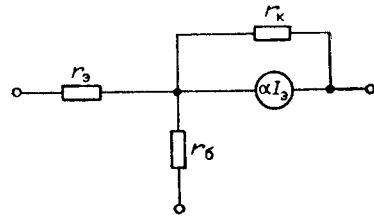


Рис. 1.

$$k = - \frac{\beta R_n}{R_{11}} \frac{R_{11}}{R_{11} + R_i} \left\{ 1 + \frac{R_n (r_3 + R_6)}{r_k [r_3 + R_6 (1 - \alpha)]} \right\}^{-1},$$

$$R_{22} = r_k \frac{r_3 + R_6 (1 - \alpha)}{r_3 + R_6}. \quad (1)$$

Здесь α , r_3 , r_6 , r_k — параметры Т-образной схемы замещения; $\beta = \alpha (1 - \alpha)^{-1}$; $R_{11} = r_3 (1 + \beta) + r_6$; $R_6 = r_6 + R_i$; $R_{11} (R_{11} + R_i)^{-1}$ — коэффициент передачи входной цепи. Если $S = \beta R_{11}^{-1}$ — эквивалентная крутизна, то выражение (1) можно записать так:

$$k = - R_{11} (R_{11} + R_i)^{-1} S R_n \left(1 + \frac{R_n}{R_{22}} \right)^{-1}. \quad (2)$$

При работе от источника с $R_i = 0$ выражение (2) принимает вид, формально аналогичный выражению для усиления лампового каскада. Наличие коэффициента передачи входной цепи отражает конечную величину входного сопротивления транзистора. Структуре выражения (2) соответствует неопределенная матрица проводимостей транзистора в обобщенных параметрах (рис. 2), где $g_{11} = R_{11}^{-1}$ — входная проводимость; $g_{22} = R_{22}^{-1}$ — выходная проводимость. Следует уточнить, что приведенная

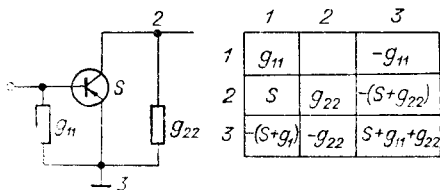


Рис. 2.

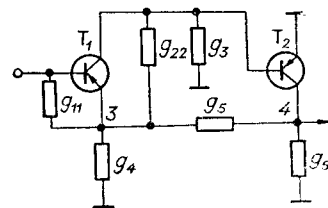


Рис. 3.

матрица справедлива только для определения коэффициента усиления и выходного сопротивления.

Для определения входного сопротивления можно воспользоваться формулой

$$R'_{11} = \frac{R_{11}}{1 + \frac{\beta^2 R_n r_3}{R_{11} r_k}}.$$

Полученные на основе обобщенных параметров выражения для транзисторного усилителя становятся справедливыми для ламповых и униполярных усилителей при подстановке $g_{11}=0$.

Определение эффективности ОС. На рис. 3 приведена эквивалентная электрическая схема двухкаскадного усилителя с эмиттерной ООС по напряжению. Для наглядности входная и выходная проводимости входного транзистора T_1 показаны как внешние элементы. Входная и выходная проводимости T_2 включены в g_3 и g_6 соответственно. Усиление с ООС для рассматриваемого усилителя может быть получено в виде

$$k = \frac{k_1 k_2 + (k_1 \gamma_1 + \gamma_0) \gamma' - k_2 \gamma_i \gamma_2}{1 + \gamma_1 \gamma_i + k_1 \gamma_1 + \gamma_0 + k_2 \gamma \gamma_i + k_1 k_2 \gamma}, \quad (3)$$

где $k_1 = S_1 (g_{22} + g_3)^{-1}$ — усиление входного каскада без ООС; $k_2 = S_2 (g_6 + \frac{g_4 g_5}{g_4 + g_5})^{-1}$ — усиление выходного каскада без ООС; $\gamma = \frac{g_5}{g_4 + g_5}$ — коэффициент общей ООС; $\gamma_1 = g_3 \left(g_4 + \frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} \right)^{-1}$ — коэффициент местной ООС входного каскада; $\gamma' = \frac{g_5}{g_5 + g_6}$ — коэффициент прямого прохождения; $\gamma_0 = g_{11} \left(g_4 + \frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} \right)^{-1}$ — коэффициент пассивной передачи входного сигнала в эмиттер T_1 ; $\gamma_i = \frac{g_{22}}{g_{22} + g_3}$ — коэффициент пассивной передачи сигнала из эмиттера в коллектор T_1 ; $\gamma_2 = \frac{g_{11}}{g_4 + g_5}$ — коэффициент пассивной передачи входного сигнала в эмиттер T_1 при замкнутом накоротко узле 4. Структура (3) отражает ярко выраженную многоканальность системы со значительной величиной прямого прохождения

$$P = (k_1 \gamma_1 + \gamma_0) \gamma' - k_2 \gamma_i \gamma_2.$$

Анализ знаменателя выражения (3) приводит к выводу, что при введении общей эмиттерной ООС автоматически возникают две местные петли ООС по току в первом каскаде ($k_1 \gamma_1$) и местная обратная связь по напряжению в выходном каскаде ($k_2 \gamma_i \gamma$), обусловленная конечной величиной выходной проводимости g_{22} транзистора T_1 . На низких частотах $\gamma_i \ll 1$ и значение $k_2 \gamma_i \gamma$ невелико. Но с повышением частоты проводимость g_{22} принимает емкостный характер и $k_2 \gamma_i \gamma$ резко увеличивается, поэтому желательно в качестве входного выбирать транзистор с малой величиной емкости коллекторного перехода. Эффективность обратной связи в многоканальной системе, как известно [1], различна для каждого активного элемента. В данном случае можно определить эффективность ООС для входного каскада

$$D_1 = \frac{d k_1}{k_1} \frac{k_1}{d k} = \frac{F}{1 + \gamma_1 \gamma_i + \gamma_0 (1 - \gamma \gamma') + k_2 \gamma_i \gamma (1 + \gamma_2)}; \quad (4)$$

для выходного каскада

$$D_2 = \frac{d k_2}{k_2} \frac{k}{d k} = \frac{F}{1 (\gamma_0 + k_1 \gamma_1) (1 - \gamma \gamma')}; \quad (5)$$

здесь F — знаменатель выражения (3), определяющий возвратную разность системы. Выражения (4), (5) показывают, что наличие местных обратных связей приводит к потерям эффективности обратной связи для каждого каскада. Наиболее ощутимы эти потери для выходного каскада, так как при практической реализации усилителя величина $k_1 \gamma_1$ может составлять иногда несколько десятков единиц. По мере увеличения глв

бины общей ООС, когда $\gamma \rightarrow 1$, эффективность ООС для выходного каскада увеличивается, т. е. $D_2 \rightarrow F$, а для входного каскада уменьшается за счет увеличения слагаемого $k_2 \gamma_i \gamma (1 + \gamma_2)$. При значении $\gamma \leq 10^{-1}$ можно считать $D_1 \approx F'$; $D_2 = F' (1 + k_1 \gamma_1)^{-1}$, где $F' = 1 + k_1 \gamma_1 + k_1 k_2 \gamma$.

Методы повышения эффективности ООС. Минимально возможную величину местной ООС можно обеспечить путем оптимального выбора параметров цепи ООС, учитывая, что максимальная погрешность усилителя с ООС δ_Σ связана с погрешностями каждого каскада без ООС известным соотношением

$$\delta_\Sigma = \frac{\delta_1}{D_1} + \frac{\delta_2}{D_2} \quad (6)$$

Обозначив $\delta_2 = n\delta_1$, на основе соотношений (6) можно записать

$$\delta_\Sigma = \delta_1 \frac{1 + n + n k_1 \gamma_1}{1 + k_1 \gamma_1 + k_1 k_2 \gamma}$$

Очевидно, что оптимальные величины элементов цепи ООС g_4, g_5 должны соответствовать максимуму отношения

$$Q = \frac{1 + k_1 \gamma_1 + k_1 k_2 \gamma}{1 + n + n k_1 \gamma_1} \quad (7)$$

Принимая во внимание, что при глубокой ООС справедливо приближенное равенство

$$k \approx \gamma^{-1} = 1 + \frac{R_5}{R_4}, \quad (8)$$

с учетом (8) из (7) получим

$$Q = \frac{R_4^2 S_1 (k - 1) + R_4 (S_1 R_6 + k_1 S_2 R_6 + k) + R_6}{R_4^2 S_1 (k - 1) n + R_4 [S_1 R_6 n + k(n + 1)] + R_6 (n + 1)}$$

Зная экстремум этого выражения по сопротивлению R_4 , определим оптимальную величину последнего:

$$R_4 = \sqrt{\frac{R_6 (n + 1)}{S_1 n (k - 1)}}$$

Но и при оптимальном выборе параметров цепи ООС величина местной ООС может остаться неприемлемо большой. Кроме того, в некоторых случаях параметры цепи ООС могут определяться другими факторами (в RC -генераторе — сопротивлением инерционного элемента). Более радикальной мерой является введение напряжения ООС в эмиттер входного каскада через развязывающий повторитель (рис. 4). Усиление с ООС для этого случая равно

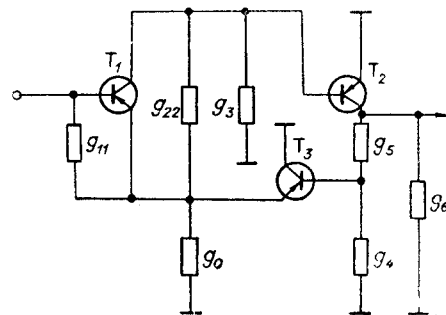


Рис. 4.

$$k' = \frac{k_1 k_2 + (k_1 \gamma_1 \gamma' + \gamma_0 \gamma' - k_2 \gamma_i \gamma_2) (1 - k_n)}{1 + (k_1 \gamma_1 + \gamma_0) (1 - k_n) + k_2 \gamma_i \gamma (1 - k_n) + k_1 k_2 k_n \gamma} \quad (9)$$

Здесь $k_n = \frac{S_3 R_0 \gamma_3}{1 + S_3 R_0 \gamma_3}$ — коэффициент передачи повторителя; $\gamma_3 =$

$$= \frac{g_4 (g_5 + g_6) + \gamma_5 \gamma_6}{(g_4 + g_{11_3}) (g_5 + g_6) g_5 g_6}$$
 — коэффициент согласования входного сопротивления транзистора T_3 и выходного сопротивления цепи ООС; $g_{11_3} = R_{11_3}^{-1}$ — входная проводимость транзистора T_3 .

Из выражения (9) видно, что введение развязывающего повторителя резко уменьшает как величину прямого прохождения, так и величины местных ООС в обоих каскадах усилителя. Недостатком такого способа введения ООС является то, что погрешность повторителя полностью войдет в результирующую погрешность усилителя, так как $k' \approx (k_n \gamma)^{-1}$, если $k_1 k_2 k_n \gg 1$. При рассмотренном способе устранения многоканальности эффективность ООС для каждого каскада практически определяется общим петлевым усилением $k_1 k_2 \gamma$.

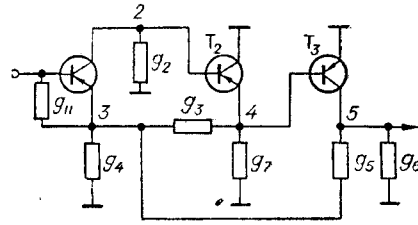


Рис. 5.

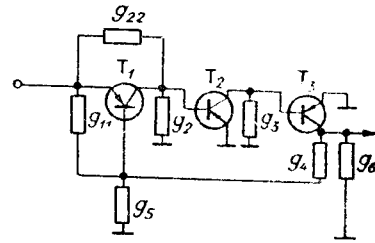


Рис. 6.

Дальнейшего увеличения эффективности ООС для выходного каскада можно добиться введением местной положительной ООС способом, приведенным на рис. 5. Считая коэффициент передачи повторителя на транзисторе T_2 примерно равным единице и пренебрегая местной ООС в выходном каскаде, усиление схемы можно определить по выражению

$$k'' \approx \frac{k_1 k_n k_3 + (k_1 \gamma_1 + \gamma_0) \gamma' - k_1 k_n \gamma_n \gamma'}{1 + k_1 \gamma_1 + \gamma_0 - k_1 k_n \gamma_n + k_1 k_n k_3 \gamma}$$

Здесь $k_1 = S_1 (g_2 + g_{22})^{-1}$; $k_3 = S_3 (g_5')^{-1}$ — усиление входного и выходного каскадов без ООС; g_5 — эквивалентная проводимость в коллекторе T_3 при замкнутом накоротко узле 4; $k_n = S_2 (S_2 + g_4)$ — коэффициент передачи повторителя; g_4 — эквивалентная проводимость в эмиттере T_2 ; $\gamma_1 \approx g_2 (g_3')^{-1}$ — коэффициент местной ООС в первом каскаде; g_3 — эквивалентная проводимость в эмиттере T_3 при замкнутом накоротко узле 4; $\gamma' = g_5 (g_5 + g_6)^{-1}$ — коэффициент прямого прохождения; $\gamma_n = g_3 \left(g_3 + g_4 + \frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} \right)^{-1}$ — коэффициент положительной ООС; $\gamma = g_5 (g_5 + g_4 + g_3)^{-1}$ — коэффициент общей ООС. Если величину положительной ООС выбрать такой, чтобы выполнялось равенство

$$1 + (k_1 \gamma_1 + \gamma_0) - k_1 k_n \gamma_n = 0, \quad (10)$$

то значения эффективности для входного и выходного каскадов будут соответственно равны:

$$D_1 \approx k_1 k_n k_3 \gamma; \quad D_3 \approx \frac{k_1 k_n k_3}{\gamma'} - 1. \quad (11)$$

Как видно из (11), при введении положительной ООС, величина которой определяется выражением (10), эффективность ООС для первого каска-

да определяется общим петлевым усилением, в то же время эффективность ООС для выходного каскада становится в принципе независимой от общего петлевого усиления и, поскольку $\gamma' < 1$, может быть больше величины общего коэффициента усиления без ООС. Необходимое значение проводимости положительной ООС, удовлетворяющее условию (10), равно

$$g_3 = g_2 \left[1 + S_1^{-1} \left(g_4 + \frac{g_5 g_6}{g_5 + g_6} \right) \right] \approx g_2.$$

При выполнении условия (10) устойчивость усилителя должна оцениваться по фазочастотным характеристикам общего петлевого усиления $k_1 k_n k_3 \gamma$.

Особо следует остановиться на следующем эффекте, присущем эмиттерной ООС по напряжению; при размыкании местной и общей ООС, т. е. при «заземленном» эмиттере входного каскада, амплитуда переменного напряжения на его коллекторе будет равна $U_{к\sim} = -U_1 k_1$, где U_1 — амплитуда входного сигнала без ООС.

При введении ООС напряжение на коллекторе входного каскада останется прежним. Эмиттер будет находиться под напряжением относительно «земли» $U_{э\sim} = U_1 (k_1 \gamma_1 + k_1 k_2 \gamma)$. Напряжение перехода коллектор — эмиттер входного каскада равно

$$U_{кэ\sim} = U_{к\sim} - U_{э\sim} = -U_1 k_1 (1 + \gamma_1 + k_2 \gamma).$$

Таким образом, при неизменном и малом значении сигнала на коллекторе входного каскада напряжение на переходе коллектор — эмиттер при введении ООС увеличивается в $1 + \gamma_1 + k_2 \gamma$ раз. Нелинейные искажения входного каскада при введении ООС резко увеличиваются и при неправильно выбранном режиме этого каскада по постоянному току это увеличение в принципе может быть и не скомпенсировано ООС, что может привести даже к некоторому увеличению искажений по сравнению с искажениями без ООС. Необходимая величина постоянного напряжения на переходе коллектор — эмиттер входного каскада должна выбираться на основе неравенства

$$U_{кэ\sim} > U_1 k_1 (1 + \gamma_1 + k_2 \gamma).$$

С точки зрения максимального использования потенциальных усилительных свойств активных элементов от усилителей с эмиттерной обратной связью выгодно отличается схема с введением обратной связи в базу входного транзистора (рис. 6). Легко показать, что в этом случае эффективность ООС для всех каскадов одинакова и определяется выражением

$$D = \frac{1 + k_0 \gamma}{1 + \gamma_0}. \quad (12)$$

Здесь $k_0 = k_1 k_2 k_3$ — усиление без ООС; $\gamma = g_4 (g_4 + g_5)^{-1}$ — коэффициент ООС; $\gamma_0 = g_{11} \left(g_5 + \frac{g_4 g_6}{g_4 + g_6} \right)^{-1}$ — коэффициент прямого прохождения.

Приведенная схема по своим усилительным свойствам и эффективности обратной связи не уступает известной схеме трехкаскадного усилителя с общей параллельной ООС, а по широкополосности и температурной стабильности при непосредственной связи между каскадами значительно превосходит последнюю.

Полученные формулы справедливы, если $R_i = 0$. Чтобы учесть влияние реально имеющегося выходного сопротивления источника, необходимо в формулах для эмиттерной ООС считать усиление первого каскада и величину прямого прохождения равными:

$$k_1' = k_1 R_{11} (R_{11} + R_i)^{-1}; \gamma_0' = \gamma_0 R_{11} (R_{11} + R_i)^{-1}.$$

$$\text{а в (12) — } k_0' = k_0 R_{11}' (R_{11}' + R_i)^{-1}; \gamma_0' = \gamma_0 R_{11}' (R_{11}' + R_i)^{-1}.$$

$$\text{где } R_{11} = R_{11} (1 + \beta)^{-1} = r_3 + r_6 (1 - \alpha).$$

Выводы

Применение обобщенных параметров транзистора позволяет получать наглядные аналитические соотношения при анализе сложных усилительных схем.

Наличие местных петель ООС во входном и выходном каскадах усилителя с эмиттерной ООС по напряжению приводит к значительному снижению потенциальных метрологических характеристик усилителя.

Оптимальным выбором параметров цепи ООС можно добиться минимального снижения эффективности ООС.

Введение ООС через развязывающий повторитель приводит к значительному уменьшению величин местных ООС, прямого прохождения и, как следствие, к увеличению эффективности общей ООС.

Введение местной положительной ООС, устраняющей местную отрицательную ООС в первом каскаде, повышает эффективность ООС для выходного каскада, делает ее независимой от глубины общей ООС. При этом уменьшение эффективности ООС для входного каскада незначительно.

Для исключения возможного ограничения сигнала входным каскадом при введении эмиттерной ООС необходимо определять режим по постоянному току последнего, исходя из подсчитанного увеличения коэффициента использования постоянного напряжения коллектор—эмиттер.

Общая последовательная ООС по напряжению, вводимая в базу входного транзистора, является практически одноканальной, что определяет полное использование потенциальных усилительных свойств активных элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Б о д е. Теория цепей и проектирования усилителей с обратной связью. М., Изд-во иностр. лит., 1948.
2. Б. Я. Л у р ь е. Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью. М., «Связь», 1965.
3. А. Д. А р т ы м. Усилители с обратной связью. М., «Энергия», 1969.
4. В. П. С и г о р с к и й. Анализ электронных схем. Киев, Гостехиздат УССР, 1964.
5. Г. М. М и к и р т ч а н. Усилители с постоянной глубиной общей отрицательной обратной связи.— В сб. «Полупроводниковые приборы и их применение». Под ред. Я. А. Федотова. М., «Советское радио», 1967.

*Поступила в редакцию
2 февраля 1970 г.,
окончательный вариант
5 июня 1970 г.*