

ЭМИТТЕРНАЯ СХЕМА КОРРЕКЦИИ В ДВУХКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ НА ПЛОСКОСТНЫХ ТРИОДАХ (ПТ)

И. И. ПУСТЫНСКИЙ

(Представлено конференцией, посвященной 60-летию Томского политехнического
института)

Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя с эмиттерной коррекцией высокочастотных искажений приведена на рис. 1. Поскольку вопросы коррекции высокочастотных искажений с помощью RC -противосвязи в цепи эмиттера в усилительном каскаде на ПТ с активным сопротивлением источника сигнала подробно рассмотрены в работе [1], на вопросах коррекции первого каскада при отключенном втором здесь останавливаться не будем.

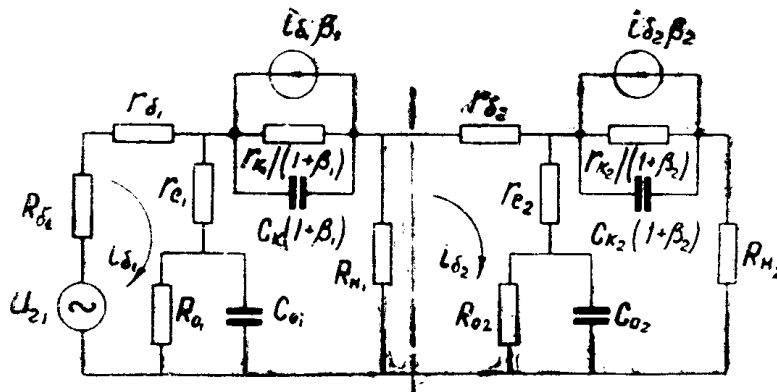


Рис. 1.

Сопротивление источника сигнала для второго каскада отличается от активного. Оно равно выходному сопротивлению первого каскада, т. е.

$$Z_{с2} = \frac{Z_{вых1}^{\infty} \cdot Z_{н1}}{Z_{вых1}^{\infty} + Z_{н1}}, \quad (1)$$

где $Z_{вых1}^{\infty}$ — выходное сопротивление первого каскада при $Z_{н1} = \infty$,
 $Z_{н1}$ — сопротивление нагрузки первого каскада при отключенном втором ($Z_{н1} \cong R_{н1}$).

Выходное сопротивление 1-го каскада при отключенной нагрузке, т. е. при $R_{н1} = \infty$, равно

$$Z_{вых1}^{\infty} = R_{вых1}^{\infty} \frac{1 + j\omega \frac{1}{a_{oe1}^0} (\tau'_{\beta 1} + \tau_{01} a_{e1}^0) + (j\omega)^2 \frac{1}{a_{oe1}^0} \tau_{01} \cdot \tau'_{\beta 1}}{(1 + j\omega r_{к1} \cdot C_{к1}) \cdot (1 + j\omega \tau_{oc} \frac{a_{e1}^{\infty}}{a_{oe1}^{\infty}})} \quad (2)$$

где $a_{e1}^0 \cong 1 + \frac{r_{e1}(1 + \beta_{01})}{R_{\beta 1} + r_{\beta 1}}$, $a_{e1}^{\infty} = 1 + \frac{r_{e1}}{R_{\beta 1} + r_{\beta 1}}$ — коэффициенты внутренней обратной связи (за счет r_{e1}) первого каскада на средних частотах соответственно при $R_{н1} = 0$ и $R_{н1} = \infty$;

$$a_{oe1}^0 \cong 1 + \frac{(R_{o1} + r_{e1}) \cdot (1 + \beta_{01})}{R_{\beta 1} + r_{\beta 1}}, \quad a_{oe1}^{\infty} = 1 + \frac{R_{o1} + r_{e1}}{R_{\beta 1} + r_{\beta 1}} \quad \text{коэффици-$$

циенты общей (внутренней и внешней) обратной связи первого каскада на средних частотах соответственно при $R_{н1} = 0$ и $R_{н1} = \infty$,

$R_{вых1}^{\infty} = \frac{r_{к1}}{1 + \beta_{01}} \cdot \frac{a_{oe1}^0}{a_{oe1}^{\infty}}$ — выходное сопротивление 1-го каскада на средних частотах при $R_{н1} = \infty$;

β_{01} — коэффициент передачи тока базы триода в первом каскаде на низкой частоте,

$$\tau_{01} = R_{o1} \cdot C_{o1}, \quad \tau'_{\beta 1} = \tau_{\beta 1} + C_{к1} (R_{o1} + r_{e1}) \cdot (1 + \beta_{01}),$$

$$\tau'_{\beta 1} = \tau_{\beta 1} + C_{к1} \cdot r_{e1} (1 + \beta_{01}),$$

$\tau_{\beta 1}$ — постоянная передачи тока базы триода в первом каскаде.

Подставляя значение $Z_{вых1}^{\infty}$ из (2) в формулу (1), получим выражение для сопротивления источника сигнала второго каскада.

$$Z_{\beta 2} \cong R_{\beta 2} \frac{1 + j\Omega_1 \left(\frac{q_1}{1 + q_1} + m_1 \cdot \frac{a_{e1}^0}{a_{oe1}^0} \right) + (j\Omega_1)^2 \cdot m_1 \frac{q_1}{1 + q_1}}{1 + j\Omega_1 \left(1 + m_1 \frac{a_{e1}^0}{a_{oe1}^0} \right) + (j\Omega_1)^2 \cdot m_1} \quad (3)$$

где $\Omega_1 = \omega \frac{\tau_{к\beta 1}}{a_{oe1}^0}$ — нормированная угловая частота;

$\tau_{к\beta 1} = \tau_{\beta 1} + C_{к1} R_{н1} (1 + \beta_{01})$ — эквивалентная постоянная передачи тока базы в 1-м усилительном каскаде;

$m_1 = \frac{\tau_{01}}{\tau_{к\beta 1}} \cdot a_{oe1}^0$ — параметр коррекции 1-го каскада, $R_{\beta 2} \cong R_{н1}$;

$q_1 = \frac{\tau_{\beta 1}}{C_{к1} R_{н1} (1 + \beta_{01})}$ — коэффициент относительной инерционности триода в 1-м усилительном каскаде.

Выражение (3) получено в предположении, что

$$C_{к1} (R_{o1} + r_{e1}) \cdot (1 + \beta_{01}) \ll \tau_{\beta 1}, \quad \text{т. е. } \tau'_{\beta 1} \cong \tau_{\beta 1} \cong \tau_{01},$$

$$R_{н1} \cong R_{вых1}^{\infty}, \quad a_{e1}^{\infty} \cong 1 \quad \text{и} \quad a_{oe1}^{\infty} \cong 1,$$

поскольку такие соотношения часто имеют место.

Из (3) видно, что при $q_1 \gg 1$, т. е. когда искажения обусловлены в основном инерционностью триода (процессами, происходящими в области базы), имеем $Z_{\beta 2} \cong R_{\beta 2}$.

Полагая для простоты, что параметры обоих каскадов одинаковы, кроме корректирующих емкостей C_{01} и C_{02} (т. е. параметров m_1 и m_2), запишем коэффициент частотных искажений для второго каскада в виде¹⁾

$$\frac{K_{u2}}{K_{u02}} \approx \frac{1 + j\Omega(1 + m_2) + (j\Omega)^2(m_1 + m_2) + (j\Omega)^3 \cdot m_1 \cdot m_2}{1 + j\Omega 2 + (j\Omega)^2 \cdot (m_1 + m_2 + d) + j\Omega^3 d(m_1 + m_2) + (j\Omega)^4 d m_1 \cdot m_2}$$

где $m_2 = \frac{C_{02} \cdot R_0}{\tau_{02}}$, a_{0e} — параметр коррекции 2-го каскада,

$$d = \frac{z + q}{1 + q}, \quad z = \frac{r_0}{R_0 + r_0}$$

Приравнявая в $\left| \frac{K_{u2}}{K_{u02}} \right|$ коэффициенты при Ω^2 , найдем параметр коррекции второго каскада, при котором его частотная характеристика близка к оптимальной

$$m_{2u} = -1 + \sqrt{4 - 2d}$$

При тех же приближениях для каскада с активным сопротивлением источника сигнала параметр коррекции равен

$$m_{uR} \approx 0,414$$

Так как $0 < d < 1$, то имеем $1 > m_{2u} > 0,414$. Поскольку в реальных схемах обычно $d \approx 0,3$: $0,85$, то получаем

$$m_{2u} \approx (1,2 : 2,0) \cdot m_{uR}$$

Для всего усилителя рис. 1 коэффициент частотных искажений равен

$$\frac{K_u}{K_{u0}} = \frac{1 + j\Omega(m_1 + m_2) + (j\Omega)^2 \cdot m_1 \cdot m_2}{1 + j\Omega 2 + (j\Omega)^2(m_1 + m_2 + d) + (j\Omega)^3 d(m_1 + m_2) + (j\Omega)^4 d m_1 m_2}$$

Приравнявая в $\left| \frac{K_u}{K_{u0}} \right|$ коэффициенты при Ω^2 , получим связь между параметрами коррекции m_1 и m_2 , при которой частотная характеристика всего усилителя близка к оптимальной. Указанная связь определяется выражением

$$m_2 = -1 + \sqrt{5 - 2d - m_1(m_1 + 2)}$$

В случае $m_1 = m_{1u} = 0,414$ получим $m_2 = m_{2u} = -1 + \sqrt{4 - 2d}$.

Представляет интерес выяснить, при каких соотношениях параметров коррекции m_1 и m_2 обеспечивается большая полоса пропускания усилителя при „плоской“ частотной характеристике.

¹⁾ Имеется в виду, что $\frac{z_0 + r_0 + R_H}{z_K} \ll 1$, $a_{0e} \approx a_e$, $\frac{R_H}{r_K} (1 + \beta_0) \ll 1$, т. е. $a_{0e}'' \approx a_{0e}$ и $a_e'' \approx a_e$.

На рис. 2 приведены расчетные зависимости модуля $\left| \frac{K_u}{K_{u0}} \right| = f(\Omega)$.

Номера линий соответствуют случаям:

1) $m_1 = 0$, $m_2 = d = 0,828$ и $m_2 = 0$, $m_1 = d = 0,828$ — когда в $\left| \frac{K_u}{K_{u0}} \right|$ обеспечивается равенство коэффициентов как при Ω^2 , так и при Ω^4 .

2) $m_1 = m_{1c} = 0,414$, $m_2 = m_{1c} = 0,531$ — когда как в 1-м, так и во 2-м каскадах обеспечиваются оптимальные частотные характеристики. Здесь, как и в случаях „3“, „4“ и „5“, с целью сравнения берем также $d = 0,828$.

3) $m_1 = m_2 = -1 + \sqrt{3-d} = 0,474$ — когда 1-й каскад перекорректирован, а 2-й — недокорректирован. Хотя линии „2“ и „3“ практически сливаются, в этом случае граничная частота получается все же несколько большей.

4) $m_1 = 0,3$, $m_2 = 0,629$ — когда недокорректирован 1-й каскад, а перекорректирован второй.

5) $m_1 = 0$, $m_2 = 0$ — когда отсутствуют корректирующие емкости в обоих каскадах.

Таким образом, наибольшая полоса пропускания при „плоской“ частотной характеристике в двухкаскадном усилителе с эмиттерной коррекцией получается при $m_1 = m_2 = -1 + \sqrt{3-d}$, т. е. когда первый каскад перекорректирован, а второй недокорректирован. Эксперимент подтверждает это.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пустынский И. Н. Высокочастотная коррекция в транзисторных видеоусилителях с помощью RC -противосвязи в цепи эмиттера. „Известия вузов СССР“, „Радиотехника“, № 5, 1960.