

**О ХАРАКТЕРЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА
В ПРОМЕЖУТОЧНОМ КАСКАДЕ МНОГОКАСКАДНОГО
ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ СХЕМОЙ КОРРЕКЦИИ**

И. Н. ПУСТЫНСКИЙ

(Представлено научно-технической конференцией, посвященной
90-летию со дня рождения В. И. Ленина)

В промежуточном (i -том) каскаде транзисторного видеоусилителя сопротивление генератора равно

$$Z_{\Sigma i} = \frac{Z_{H_{i-1}} \cdot Z_{вых_{i-1}}}{Z_{H_{i-1}} + Z_{вых_{i-1}}}, \quad (1)$$

где $Z_{H_{i-1}}$, $Z_{вых_{i-1}}$ — соответственно сопротивление нагрузки и выходное сопротивление предыдущего ($i-1$ -го) каскада.

Как видно из выражения (1), сопротивление генератора i -го каскада в значительной мере зависит от выходного сопротивления $i-1$ -го каскада, которое в свою очередь зависит от выходного сопротивления $i-2$ -го каскада и т. д.

В результате, развязка каскадов в полупроводниковых усилителях весьма затруднительна.

Исследование характера сопротивления i -го каскада позволяет сделать для практики ряд полезных выводов.

При параллельной схеме коррекции

$$Z_{H_{i-1}} \approx R_{H_{i-1}} + j\omega L_{i-1}. \quad (2)$$

Выходное сопротивление усилительного каскада в схеме с общим эмиттером равно

$$Z_{вых_{i-1}} = \frac{Z_{\kappa_{i-1}}}{1 + \beta_{i-1}} \cdot \frac{F_{oi-1}}{F_{\infty_{i-1}}}, \quad (3)$$

где

$$Z_{\kappa_{i-1}} = \frac{r_{\kappa_{i-1}}}{1 + j\omega r_{\kappa_{i-1}} C_{\kappa_{i-1}}} \text{ — импеданс коллектора,}$$

F_{oi-1} , $F_{\infty_{i-1}}$ — коэффициент обратной связи (точнее — возвратная разность) предыдущего каскада соответственно при $Z_H = 0$ и $Z_H = \infty$, причем

$$F_{oi-1} = 1 + \frac{r_{ei-1} (1 + \beta_{i-1}) \left[1 + \frac{Z_{2i-1} + r_{\delta i-1}}{Z_{\kappa i-1}} \right]}{Z_{2i-1} + r_{\delta i-1}}$$

и

$$F_{\infty i-1} = 1 + \frac{r_{ei-1}}{Z_{2i-1} + r_{\delta i-1}}.$$

Полагая для простоты, что сопротивление генератора предыдущего каскада близко к активному, т. е. $Z_{2i-1} \approx R_{2i-1}$ и принимая во внимание, что обычно $\tau_{\beta} \gg C_{\kappa} r_e (1 + \beta_o)$, получим

$$F_{oi-1} \approx a_{oi-1} \frac{1 + j\omega \frac{\tau_{\beta i-1}}{a_{oi-1}}}{1 + j\omega \tau_{\beta i-1}} \text{ и } F_{\infty i-1} \approx a_{\infty i-1},$$

где $a_{oi-1} = 1 + \frac{r_{ei-1} (1 + \beta_{oi-1})}{r_{\delta i-1} + R_{2i-1}}$ — значение коэффициента F_{oi-1} на средней частоте,

$$a_{\infty i-1} = 1 + \frac{r_{ei-1}}{R_{2i-1} + r_{\delta i-1}}.$$

Таким образом,

$$Z_{\delta b l x i-1} = R_{\delta b l x i-1} \frac{1 + j\omega \frac{\tau_{\beta i-1}}{a_{oi-1}}}{1 + j\omega R_{\delta b l x i-1} \cdot C_{\delta b l x i-1}}, \quad (4)$$

где

$R_{\delta b l x i-1} = \frac{r_{\kappa i-1}}{1 + \beta_{oi-1}} \cdot \frac{a_{oi-1}}{a_{\infty i-1}}$ — выходное сопротивление на средней частоте $i-1$ -го каскада,

$C_{\delta b l x i-1} = C_{\kappa i-1} (1 + \beta_{oi-1}) \frac{a_{\infty i-1}}{a_{oi-1}}$ — выходная емкость усилительного каскада при $\tau_{\beta} = 0$.

Подставляя (3) и (4) в (1) при $\frac{R_{\kappa i-1}}{R_{\delta b l x i-1}} \ll 1$, получим

$$Z_{2i} = R_{2i} \cdot \frac{1 + j\Omega (m + q) + (j\Omega)^2 m \cdot q}{1 + j\Omega (1 + q) + (j\Omega)^2 m}, \quad (5)$$

где

$$R_{2i} = \frac{R_{\kappa i-1} \cdot R_{\delta b l x i-1}}{R_{\kappa i-1} + R_{\delta b l x i-1}} \approx R_{\kappa i-1}, \quad \Omega = \omega R_{\kappa i-1} \cdot C_{\delta b l x i-1},$$

$q = \frac{\tau_{\beta i-1}}{a_{\infty i-1} R_{\kappa i-1} C_{\kappa i-1} (1 + \beta_{oi-1})}$ — коэффициент относительной инерци-

онности транзистора в усилительном каскаде,

$m = \frac{L_{i-1}}{R_{n_{i-1}}^2 C_{вых_{i-1}}}$ — параметр коррекции $i-1$ -го каскада.

Модуль сопротивления генератора равен

$$|Z_2| = R_2 \cdot \sqrt{\frac{1 + \Omega^2 (m^2 + q^2) + \Omega^4 m^2 q^2}{1 + \Omega^2 [1 + 2(q - m) + q^2] + \Omega^4 m^2}}. \quad (6)$$

Как видно из выражения (6), сопротивление генератора чисто активное, т. е. $Z_2 = R_2$, если $m = q = 1$.

В общем случае можно считать, что сопротивление генератора по своему характеру в рабочем диапазоне частот ($\Omega \approx 0 \div 1$) близко к активному, если

$$m^2 = 1 + 2(q - m),$$

т. е.

$$m = m_k = -1 + \sqrt{2(1 + q)}.$$

Зависимость $\frac{|Z_2|}{R_2} = f_1(\Omega)$ для определенных q при $m = m_k$ изображена графически на рис. 1, откуда видно, что $|Z_2|$ отличается от R_2

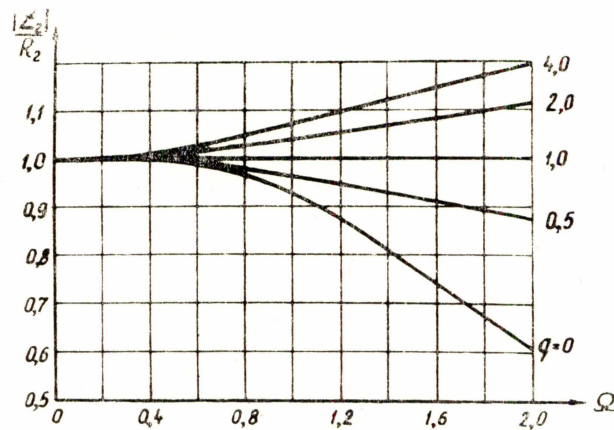


Рис. 1.

даже при $\Omega_{2p} \approx 1$ менее чем на 8%, причем в случае $q > 1$ по своему характеру Z_2 индуктивное, а при $q < 1$ — емкостное.

На рис. 2 и 3 соответственно изображены зависимости

$$\frac{|Z_2|}{R_2} = f_2(\Omega) \quad \text{при } m = m_u = -1 + \sqrt{1 + (1 + q)^2}$$

и

$$\frac{|Z_2|}{R_2} = f_3(\Omega) \quad \text{при } m = m_n = \begin{cases} 0,25(1 + q)^2 & \text{для } q \leq 1 \\ q & \text{для } q \geq 1. \end{cases}$$

Здесь m_u — параметр коррекции, при котором обеспечивается оптимальная частотная характеристика [1].

m_n — параметр коррекции, при котором переходная характеристика еще не имеет выброса.

Из графиков видно, что при $m = m_u$ и $m = m_n$ модуль $|Z_2|$ отличается от R_2 в рабочем диапазоне частот даже при $q = 0 \div 4$ не более чем на 30% и в первом приближении для практических расчетов можно полагать, что в промежуточном каскаде транзисторного видеосили-

теля с параллельной схемой коррекции сопротивление генератора близко к активному, т. е. $Z_2 \cong R_2$.

Таким образом, наше предположение, что $Z_{2i-1} \cong R_{2i-1}$ можно считать допустимым.

Следовательно, инженерные формулы, полученные при анализе однокаскадного усилителя с параллельной схемой коррекции и активным сопротивлением генератора, можно считать приемлемыми и для промежуточного каскада видеоусилителя.

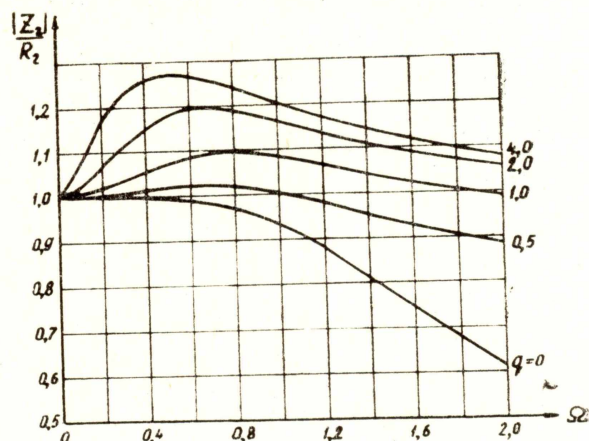


Рис. 2.

Однако при проектировании многокаскадных усилителей следует учесть, что при $q > 1$ получается заметный выигрыш в общей площади усиления в случае, когда первые каскады несколько недокорректированы, а последний переэкспонирован. Это объясняется тем, что в случае $q > 1$ при $m = m_q$ и $m = m_n$ $|Z_2| \gg R_2$ и добротность i -го каскада становится меньшей, чем при $|Z_2| < R_2$. Экспериментальная проверка с двухкаскадным усилителем подтверждает это.

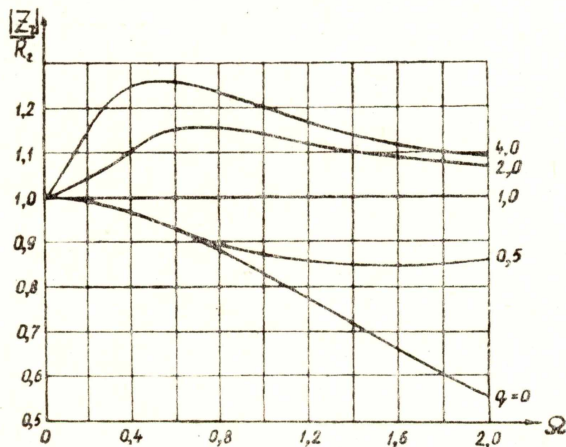


Рис. 3.

Например, при $R_{21} = R_{H1} = 250 \text{ ом}$ была получена максимально-плоская частотная характеристика первого каскада (на триоде П403—1 с индуктивностью $L_1 = 15 \text{ мкгн}$ ($f_{взр1} = 5,2 \text{ мгц}$). Отдельно для второго каскада при таких же R_{22} и R_{H2} максимально-плоская частотная характеристика на триоде П403—2 получилась с $L_2 = 17 \text{ мкгн}$ ($f_{взр2} = 5 \text{ мгц}$).

Для двух каскадов при $L_1=15$ мкгн и $L_2=17$ мкгн частотная характеристика получилась достаточно равномерной с $f_{вгр}=3,7$ мГц. Максимально же плоская частотная характеристика получилась при $L_1=10$ мкгн и $L_2=21$ мкгн. При этом верхняя граничная частота составляла $f_{вгрл}=4,0$ мГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пустынский И. Н. Параллельная схема коррекции высокочастотных искажений в видеоусилителях на транзисторах, Известия ТПИ, т. 105, 1960.
-