

## ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ СХЕМА КОРРЕКЦИИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯХ НА ТРАНЗИСТОРАХ

И. Н. ПУСТЫНСКИЙ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

### Введение

В данной статье рассматривается параллельная схема коррекции с одновременным учетом инерционности транзистора и емкости его коллекторной цепи, в отличие от работы [1], где анализ ведется лишь для того или иного частного случая.

На рис. 1 изображен однокаскадный видеоусилитель на полупроводниковом триоде (ПТ) и его эквивалентная схема,

где  $\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\omega\tau_\beta}$  — коэффициент передачи тока базы,

$\tau_\beta$  — постоянная передачи тока базы,  
 $R_G = R_2 \parallel R_1 \parallel R_2$  — эквивалентное сопротивление генератора, а цепочка  $R_T C_T$  предназначена для температурной стабилизации.

### Определение корректирующей индуктивности из условия обеспечения оптимальной частотной или фазовой характеристик Экспериментальная проверка

Коэффициент усиления каскада (рис. 1) по напряжению равен

$$K_u = K_{uo} \frac{1 + j\Omega a_1}{1 + j\Omega b_1 + (j\Omega)^2 b_2}, \quad (1)$$

где  $a_1 = m$ ,  $b_1 = 1 + q$ ,  $b_2 = m$ ,  $\Omega = \omega \frac{\tau_{HK}}{\alpha_{HBe}}$ ,  $\tau_{HK} = C_K R_H (1 + \beta_0)$ ,

$m = \frac{L \alpha_{HBe}}{R_H^2 C_K (1 + \beta_0)}$  — параметр коррекции,

$q = \frac{\tau_\beta}{\tau_{HK}}$  — коэффициент относительной инерционности транзистора в каскаде,

$\alpha_{HBe} = 1 + \frac{r_e (1 + \beta_0)}{R_G + r_G}$  — коэффициент обратной связи на средних частотах

$$K_{uo} = \frac{\beta_0 R_H}{(R_0 + r_0) \alpha_{нбе}}$$

Формула (1) получена при предположениях:

$$1 + \beta \approx \frac{1 + \beta_0}{1 + j\omega\tau_p}, \quad \frac{r_e(1 + \beta)}{\beta \cdot z_k} \ll 1, \quad (\alpha_{нбе} - 1) \ll (1 + \beta_0), \quad \frac{R_H(1 + \beta_0)}{r_k} \ll 1,$$

что обычно имеет место.

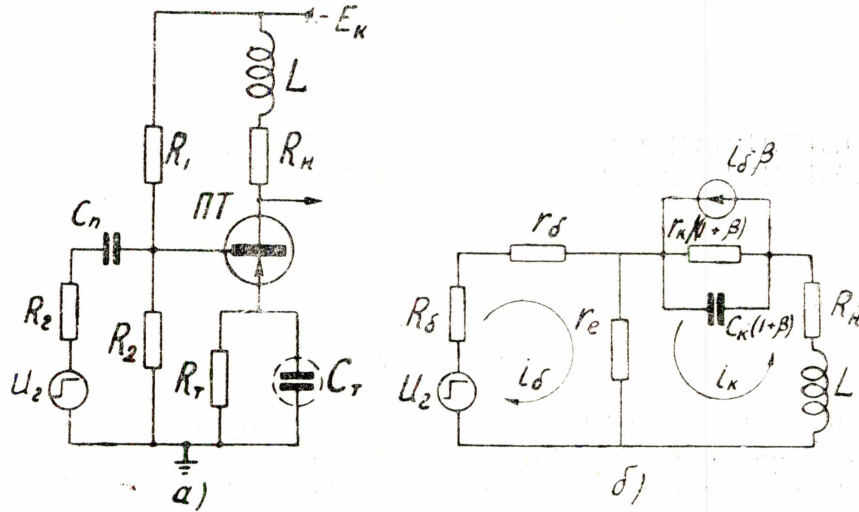


Рис. 1.

По модулю коэффициента частотных искажений определяем условие оптимальной частотной характеристики  $a_1^2 = b_1^2 - 2b_2$ , из которого находим, что

$$m_q = -1 + \sqrt{1 + (1 + q)^2}, \quad (2)$$

т. е.

$$L = m_q \cdot R_H^2 \frac{C_k(1 + \beta_0)}{\alpha_{нбе}}$$

При этом нормированная граничная частота равна

$$\Omega_{2p \cdot k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{m_q^2}}}, \quad (3)$$

а без коррекции  $\Omega_{2p \cdot бк} = \frac{1}{1 + q}$ , т. е. выигрыш в площади усиления равен

$$Q_q = \frac{1 + q}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{[+ \sqrt{1 + (1 + q)^2} - 1]^2}}}. \quad (4)$$

При наличии в нагрузке емкости  $C_H \ll (0,1 \div 0,3) \frac{C_k(1 + \beta_0)}{\alpha_{нбе}}$ , в первом приближении можно считать, что

$$\tau_{нк} \approx [C_k(1 + \beta_0) + C_H \alpha_{нбе}] \cdot R_H$$

и

$$L = m_u R_H^2 \left[ \frac{C_K(1 + \beta_0)}{\alpha_{нбе}} + C_H \right].$$

Из выражения (1) найдем, что фазовый сдвиг схемы равен

$$\varphi = - \operatorname{arctg} \Omega \frac{1 + q - m + m^2 \Omega^2}{1 + \Omega^2 m q}. \quad (5)$$

Взяв производную по  $\Omega$  и приравняв в ней коэффициенты при  $\Omega^2$ , в числителе и знаменателе получим условие оптимальной фазовой характеристики

$$m_\phi^2 + 3m_\phi(1 + q) - (1 + q)^3 = 0. \quad (6)$$

Для ускорения инженерных расчетов зависимость  $m_\phi = f(q)$  изображена графически на рис. 2. При  $q \ll 1$   $m_\phi = 0,322$  (как и в ламповой схеме), а при  $q \gg 1$   $m_\phi \approx q$ .

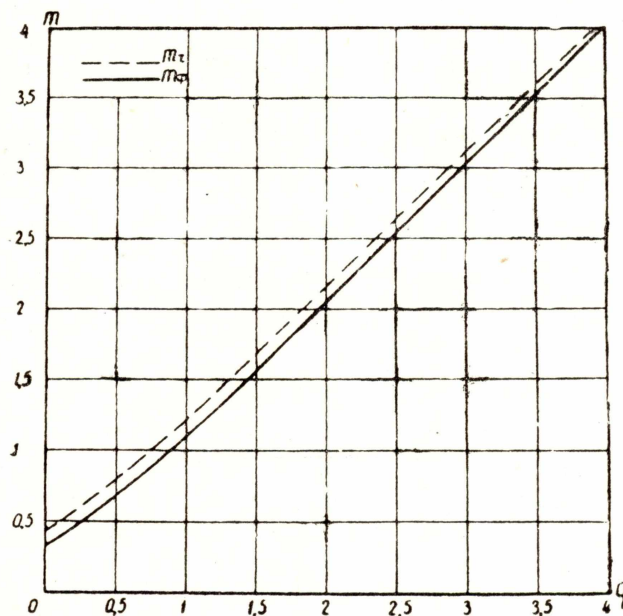


Рис. 2.

С целью проверки расчетных формул (2) и (3) был проведен эксперимент с триодом П403, который имел следующие параметры:  $\beta_0^{\text{н}} = 62$ ,  $r_\sigma = 100$  ом,  $r_e = 12$  ом,  $r_K = 157$  ком,  $C_K = 5_{нф}$ ,  $\tau_\beta = 0,247$  мксек.

Результаты расчета и эксперимента приведены в таблице 1, из которой видно, что полученные формулы вполне приемлемы для инженерных расчетов.

Наибольшее расхождение между расчетом и экспериментом наблюдается при наименьших  $R_\sigma$  и  $R_H$ , поскольку при этом полоса пропускания становится значительной и, по-видимому, начинает сказываться емкость эмиттерного перехода, так как  $L_{\text{эсп}} < L_{\text{расч}}$ .

### Заключение

1. Как видно из формулы (2), при  $q \ll 1$   $m_u = 0,414$  (как и в ламповой схеме), а при  $q \gg 1$   $m_u \approx q$  и  $L = \frac{\tau_\beta R_H}{\alpha_{нбе}}$ . Эти частные случаи

Таблица 1

$R_H$	0,25 ком				0,5 ком				1,0 ком			
	Расчет		Эксперимент		Расчет		Эксперимент		Расчет		Эксперимент	
	$L$ , мкГн	$f_{гр}$ , МГц	$L$ , мкГн	$f_{гр}$ , МГц	$L$ , мкГн	$f_{гр}$ , МГц	$L$ , мкГн	$f_{гр}$ , МГц	$L$ , мкГн	$f_{гр}$ , МГц	$L$ , мкГн	$f_{гр}$ , МГц
75	12,1	11,1	8,5	10	26,6	5,8	19	6,2	62,5	3,7	55	3,9
175	17,1	7,85	15,5	7,8	37,0	4,1	35	4,2	87,0	2,62	90	2,4
325	23,0	5,85	21,5	5,5	50,5	3,0	50	2,8	119	1,94	120	1,6

довольно хорошо совпадают с результатами, полученными в работе [1].

2. Если в ламповом усилителе выигрыш в площади усиления при параллельной схеме коррекции (при  $m = m_u$ ) составляет 1,72, то в транзисторной эта схема дает выигрыш значительно больший, поскольку здесь  $q > 0$ , а при  $q \gg 1$  имеем  $Q_u \approx q$  (см. формулу (4)).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ржевкин К. С., Андрианов Е. С., Коррекция усилителей на полупроводниковых триодах. Радиотехника и электроника, № 9, 1957.