

О ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ В ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯХ НА ТРАНЗИСТОРАХ

И. Н. ПУСТЫНСКИЙ, Ф. М. УСОЛЬЦЕВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

Введение

Известно, что в видеоусилителях на транзисторах уменьшение усиления на высоких частотах обусловлено не только паразитными емкостями схемы (как в ламповых усилителях), но и сравнительно низкой граничной частотой самих полупроводниковых триодов (ПТ), особенно в схеме с общим эмиттером.

Методы высокочастотной коррекции в видеоусилителях на транзисторах и лампах аналогичны. Наиболее часто для коррекции высоких частот в видеоусилителях на ПТ используется RC — противосвязь в цепи эмиттера, поскольку она обладает заметными преимуществами по сравнению с индуктивными схемами коррекции. К этим преимуществам можно отнести:

- а) более устойчивую работу каскада из-за наличия противосвязи и отсутствия корректирующих индуктивностей;
- б) меньшие габариты каскада, так как для температурной стабилизации при достаточно глубокой противосвязи отпадает необходимость применения в эмиттерной цепи звена RC с электролитическим конденсатором;
- в) более устойчивые свойства каскада во времени при изменении питающего напряжения и при использовании транзисторов с заметно отличающимися параметрами;
- г) меньшие нелинейные искажения и т. д.

Имеются работы [1, 2], в которых высокочастотная коррекция с помощью противосвязи рассматривается для двух частных случаев: $C_k = 0, \beta \neq \beta_0$ и $C_k \neq 0, \beta = \beta_0$.

Представляет интерес общий случай, когда $C_k \neq 0$ и $\beta \neq \beta_0$, так как он чаще всего реализуется на практике.

Этот случай и рассматривается в настоящей работе.

На рис. 1 изображен однокаскадный видеоусилитель на ПТ и его эквивалентная схема, справедливая при следующих предположениях:

1. Каскад работает в режиме усиления малых сигналов.
2. Пренебрегаем эффектами, связанными с модуляцией базы.
3. Сопротивление эмиттера равно $\frac{r_e}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a}} \approx r_e$, так как при ис-

пользовании высокочастотных триодов (типа П401 ÷ П403 и т. п.)
обычно $\frac{\omega}{\omega_x} \ll 1$.

Здесь $\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\omega\tau_3}$ — коэффициент передачи тока базы,

τ_3 — постоянная передачи тока базы,
 $R_G = R_2 || R_1 || R_2$ — эквивалентное сопротивление генератора,
 $R_0 C_0$ — корректирующее звено, постоянная времени которого равна τ_0 .

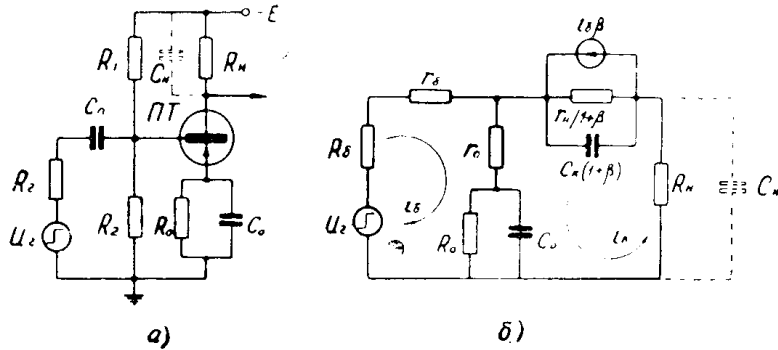


Рис. 1. а) Схема однокаскадного усилителя. б) Эквивалентная схема усилительного каскада.

Расчет каскада по частотным и переходным характеристикам

Из теории обратной связи [3] известно, что коэффициент усиления каскада по напряжению при наличии обратной связи равен

$$K_u = \frac{K_u^o}{A},$$

где K_u^o — коэффициент усиления каскада по напряжению без обратной связи,

$$A = \frac{F}{M} \text{ — коэффициент обратной связи,}$$

$$F = \frac{\Delta}{\Delta^o} \text{ — возвратная разность,}$$

$$M = 1 - \frac{Z_e(1 + \beta)}{\beta Z_k} \text{ — коэффициент, показывающий влияние обратной связи на параметр передачи,}$$

Δ, Δ^o — определитель матрицы z -параметров с элементами обратной связи и без них, соответственно.

Принимая во внимание, что обычно $\frac{z_e(1 + \beta)}{\beta z_k} \ll 1$, при активной нагрузке получим

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

где $a_1 = m \tau_{нб}$, (1а)

$$b_1 = \frac{\tau_{нб}}{\alpha_{нб}} [1 + m \alpha_{нбе} + m_n (\alpha_{нб} - 1)], \quad (1б)$$

$$b_2 = \frac{\tau_{нб}}{\alpha_{нб}} m [1 + m_n (\alpha_{нбе} - 1)], \quad (1в)$$

где, в свою очередь,

$$m = \frac{\tau_0}{\tau_{нб}}, \quad m_n = \frac{\tau_n}{\tau_{нб}}, \quad \tau_n = C_k (R_H + R_0 + r_0),$$

$$\tau_{нб} = \frac{\tau_0 + R_H C_k (1 + \beta_0)}{1 + \frac{R_H}{r_k} (1 + \beta_0)} \text{ — эквивалентная постоянная времени схемы каскада усилителя,}$$

$$\alpha_{нбе} = 1 + \frac{r_e (1 + \beta_0)}{(R_0 + r_0) [1 + \frac{R_H}{r_k} (1 + \beta_0)]} \text{ — коэффициент внутренней обратной связи каскада для средних частот,}$$

$$\alpha_{нб} = 1 + \frac{(R_0 + r_e) (1 + \beta_0)}{(R_0 + r_0) [1 + \frac{R_H}{r_k} (1 + \beta_0)]} \text{ — коэффициент общей (внутренней и внешней) обратной связи каскада для средних частот,}$$

$$K_{ио} = \frac{\beta_0 R_H}{(R_0 + r_0) [1 + \frac{R_H}{r_k} (1 + \beta_0)] \alpha_{нб}} \text{ — коэффициент усиления каскада для средних частот.}$$

Если параллельно R_H имеется емкость C_H в единицы или десятки пикофард, то, с достаточной для практики точностью, коэффициент усиления по напряжению можно записать в таком же виде, как и при $C_H = 0$, но при условии, что здесь уже

$$\tau_n = C_H R_H + C_k (R_H + R_0 + r_0) \text{ и } \tau_{нб} = \frac{\tau_0 + R_H [C_k (1 + \beta_0) + C_H]}{1 + \frac{R_H}{r_k} (1 + \beta_0)}.$$

Модуль коэффициента частотных искажений равен

$$\left| \frac{K_u}{K_{ио}} \right| = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 a_1^2}{1 + \omega^2 (b_1^2 - 2b_2) + \omega^4 b_2^2}}. \quad (2)$$

Исследовав это выражение известными способами (в простейшем случае, приравняв коэффициенты при ω^2), получим условие оптимальной коррекции частотной характеристики

$$a_1^2 = b_1^2 - 2b_2. \quad (3)$$

Подставляя в (3) значения a_1 , b_1 и b_2 из выражений (1а), (1б) и (1в), получим параметр коррекции, при котором обеспечивается оптимальная частотная характеристика

$$m_u = \frac{-(1 - m_n) + \sqrt{(1 - m_n)^2 + [1 + m_n(\alpha_{нб} - 1)]^2 \frac{\alpha_{нб} + \alpha_{нбе}}{\alpha_{нб} - \alpha_{нбе}}}}{\alpha_{нб} + \alpha_{нбе}} \quad (4)$$

При технических расчетах пользоваться формулой (4), естественно, неудобно, поэтому целесообразно ее изобразить графически. В общем случае этого сделать нельзя, поскольку имеется два переменных параметра m_n и $\alpha_{нбе}$.

Так как в реальных схемах чаще всего $\alpha_{нбе}$ немногим больше единицы, ограничимся двумя значениями: $\alpha_{нбе} = 1$ и $\alpha_{нбе} = 2$ (рис. 2).

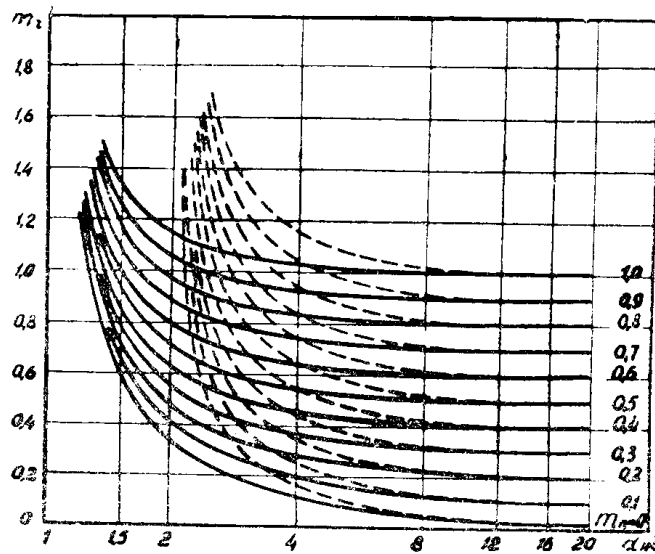


Рис. 2. Зависимость параметра коррекции (обеспечивающего оптимальную частотную характеристику) от коэффициента обратной связи — — — $\alpha_{нбе} = 1$; - - - $\alpha_{нбе} = 2$.

При $\alpha_{нб} \gg \alpha_{нбе}$, что имеет место при глубокой внешней обратной связи, выражение (4) принимает вид

$$m_u \approx m_n, \quad (4a)$$

а в случае $m_n \alpha_{нб} \ll 1$

$$m_u = \frac{0,41}{\alpha_{нб}}. \quad (4б)$$

Переходная характеристика усилительного каскада (рис. 1) запишется в виде:

$$h(t) = 1 + \gamma \frac{\tau_0 \alpha - 1}{\gamma - \alpha} e^{-\alpha t} - \alpha \frac{\tau_0 \gamma - 1}{\gamma - \alpha} e^{-\gamma t}, \quad (5)$$

где

$$\alpha = \frac{b_1 - \sqrt{b_1^2 - 4b_2}}{2b_2}, \quad (5a)$$

$$\gamma = \frac{b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4b_2}}{2b_2}. \quad (5б)$$

Анализ выражения (5) показывает, что переходная характеристика может быть монотонной (при $\tau_0 \alpha \leq 1$), может иметь аперiodический

выброс (при $b_1^2 \geq 4 b_2$) или иметь колебательный характер (при $b_1^2 < 4 b_2$).

Из условия $\tau_0 \alpha = 1$ получаем, что параметр коррекции, соответствующий границе монотонной переходной характеристики, равен

$$m = m_n, \quad \text{т. е.} \quad C_0 = \frac{C_k(R_\delta + R_H + r_\delta) + C_H R_H}{R_0}.$$

При этом переходная характеристика каскада запишется в виде

$$h(t) = 1 - e^{-\gamma t}. \quad (6)$$

Время нарастания переднего фронта импульса равно

$$t_{нк} = \frac{2,2}{\gamma} = 2,2 \frac{\tau_{нб}}{\alpha_{нб}} [1 + m_n(\alpha_{нбе} - 1)], \quad (7)$$

а время нарастания схемы без коррекции

$$t_{нб} = 2,2 \frac{\tau_{нб}}{\alpha_{нбе}} [1 + m_n(\alpha_{нбе} - 1)]. \quad (8)$$

При $\tau_0 \alpha = 1$ добротность каскада при коррекции равна его добротности без коррекции, так как $\frac{K_{иоб}}{K_{иок}} = \frac{t_{нк}}{t_{нб}}$. Граница между апериодическим и колебательным характером вершины переходной характеристики определяется условием

$$b_1^2 = 4 b_2, \quad (9)$$

из которого, подставляя значения b_1 и b_2 из (1б) и (1в), найдем, что параметр коррекции равен

$$m_{нк} = \left[\frac{\sqrt{\alpha_{нб} [1 + m_n(\alpha_{нбе} - 1)]} - \sqrt{\alpha_{нб} [1 + m_n(\alpha_{нбе} - 1)] - \alpha_{нбе} [1 + m_n(\alpha_{нб} - 1)]}}{\alpha_{нбе}} \right]^2. \quad (10)$$

Для ускорения инженерных расчетов формула (10) изображена графически на рис. 3.

При $b_1^2 = 4 b_2$, как видно из (5а) и (5б), $\alpha = \gamma = \frac{2}{b_1}$ и операционное выражение переходной характеристики примет вид

$$h(p) = \frac{1 + p a_1}{(p + 2/b_1)^2}. \quad (11)$$

Этому выражению соответствует переходная характеристика [4]

$$h(t) = 1 + \left(\frac{2 a_1 - b_1}{b_1^2} 2t - 1 \right) e^{-2t/b_1}. \quad (12)$$

Анализ этой формулы показывает, что время, соответствующее максимуму выброса, равно

$$t_{\max} = \frac{a_1 b_1}{2 a_1 - b_1}, \quad (13)$$

а выброс

$$\delta = \frac{2 a_1 - b_1}{b_1} e^{-\frac{2 a_1}{2 a_1 - b_1}}. \quad (14)$$

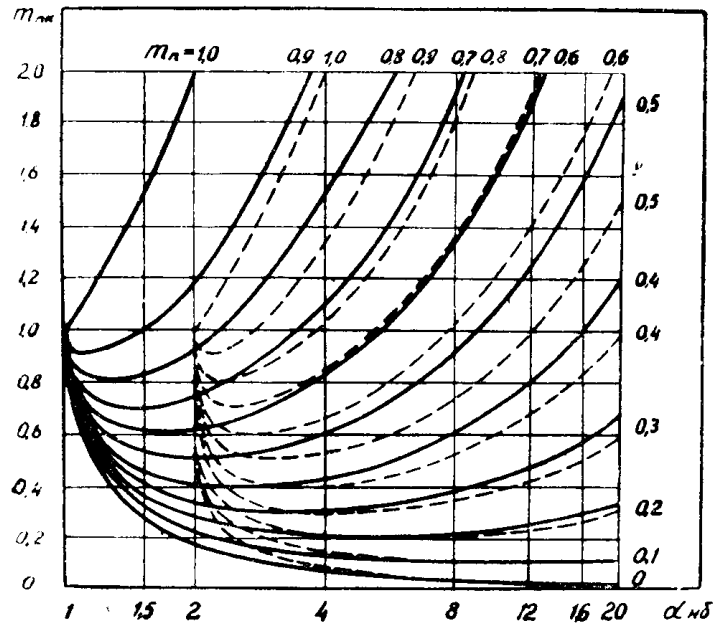


Рис. 3. Зависимость параметра коррекции (обеспечивающего границу между аperiodическим и колебательным характером переходной характеристики) от коэффициента обратной связи
 ————— $\alpha_{нбe} = 1$; — — — — — $\alpha_{нбe} = 2$.

Представляет интерес переходная характеристика каскада при одновременном выполнении условий (3) и (9), т. е. при $m = m_{нк} = m_{ч}$.

В этом случае $b_1 = \sqrt{2} a_1$ и выражения (12), (13) и (14) соответственно примут вид

$$h(t) = 1 + \left(\frac{2 - \sqrt{2}}{a_1} t - 1 \right) e^{-\frac{\sqrt{2}}{a_1} t}, \quad (12a)$$

$$t_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{2 - \sqrt{2}} a_1, \quad (13a)$$

$$\delta = (\sqrt{2} - 1) e^{-\frac{2}{2 - \sqrt{2}}} \approx 1,40_{10}. \quad (14a)$$

При этом время нарастания переднего фронта импульса равно

$$t_{нк} = 0,955 \tau_{нб} m. \quad (15)$$

Из (3) и (9) находим, что

$$m = \frac{1 + m_n(\alpha_{нбт} - 1)}{\sqrt{2}\alpha_{нбт} - \alpha_{нбе}} = \frac{2}{\alpha_{нбт}} [1 + m_n(\alpha_{нбе} - 1)]. \quad (16)$$

Откуда необходимый коэффициент обратной связи

$$\alpha_{нбт} = \frac{[(2\sqrt{2} - 1)(1 - m_n) + 2\sqrt{2}\alpha_{нбе}m_n +]}{2m_n} + \frac{\sqrt{[(2\sqrt{2} - 1)(1 - m_n) + 2\sqrt{2}\alpha_{нбе}m_n]^2 - 8\alpha_{нбе}m_n[1 + m_n(\alpha_{нб} - 1)]}}{2m_n} \quad (17)$$

Формула (17) изображена графически на рис. 4.

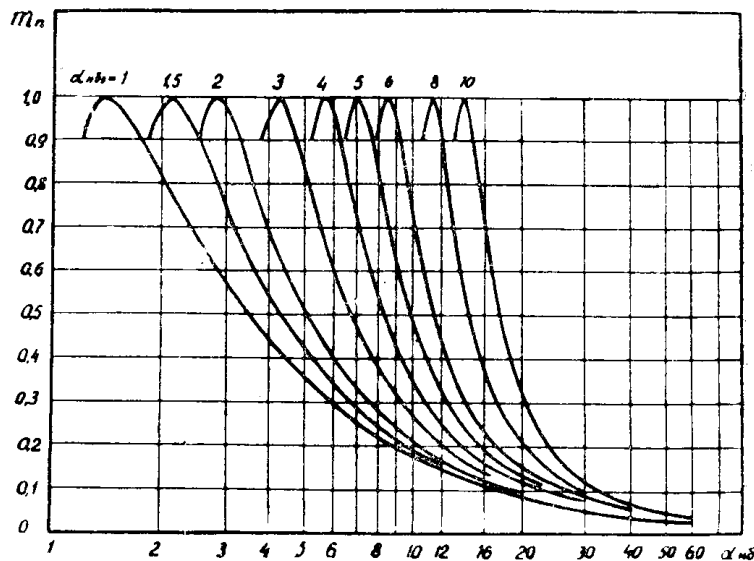


Рис. 4. Связь между коэффициентом обратной связи и параметром m_n при обеспечении условия $m = m_{пк} = m_ч$.

При $\alpha_{нбе} m_n \ll 1$, что довольно часто имеет место,

$$\alpha_{нбт} = \frac{2\sqrt{2} - 1}{m_n}. \quad (18)$$

При $\alpha_{нбе} \approx 1$ выражение (16) запишется в виде

$$m = \frac{2}{\alpha_{нбт}}. \quad (19)$$

Выигрыш по времени нарастания при условии $m = m_{пк} = m_ч$ по сравнению с условием $m = m_n$ получается равным 15 %.

Как видно из рис. 4, при $m_n \ll 1$ одновременное выполнение условий (3) и (9) затруднительно, так как для этого требуется слишком глубокая противосвязь ($\alpha_{нбт} > 20$).

Эксперимент

С целью проверки теоретических результатов был проведен эксперимент.

Таблица 1

R_{δ} ком	$R_{\text{н}}$ ком	0,5						1,0						2,0					
		Расчет			Эксперимент при $C_{\text{н}} \approx 40$ пф			Расчет			Эксперимент при $C_{\text{н}} \approx 40$ пф			Расчет			Эксперимент при $C_{\text{н}} \approx 40$ пф		
		$m_{\text{ч}}$ при $C_{\text{н}} \approx 0$	$m_{\text{ч}}$ при $C_{\text{н}} \approx 40$ пф	$m_{\text{ч}} \text{ эксп}$	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф	$m_{\text{ч}}$ при $C_{\text{н}} \approx 0$	$m_{\text{ч}}$ при $C_{\text{н}} \approx 40$ пф	$m_{\text{ч}} \text{ эксп}$	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф	$m_{\text{ч}}$ при $C_{\text{н}} \approx 0$	$m_{\text{ч}}$ при $C_{\text{н}} \approx 40$ пф	$m_{\text{ч}} \text{ эксп}$	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф	$C_{0 \text{ эксп}}$ пф
0,3	27	0,1097	0,1567	0,1740	2400	0,1250	0,1967	0,1980	3600	0,1000	—	—	0,2323	—	—	—	3000	—	—
	50	0,0735	0,1131	0,1405	1050	0,078	0,1479	0,1430	1400	0,0631	—	—	0,1941	—	—	—	1150	—	—
	100	0,0393	0,0856	0,1070	400	0,0470	0,1180	0,1400	690	0,0468	—	—	0,1926	—	—	—	730	—	—
	150	0,0298	0,0771	0,0670	165	0,0354	0,108	0,0913	300	0,0420	—	—	0,1776	—	—	—	550	—	—
	200	—	—	—	—	0,0296	0,103	0,082	200	0,0290	—	—	0,1707	—	—	—	175	—	—
500	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
0,55	27	0,1670	0,2124	0,1770	2450	0,180	0,1990	0,1940	1900	0,0910	—	—	0,2167	—	—	—	1200	—	—
	50	0,1040	0,1480	0,1530	1150	0,0690	0,1450	0,1485	728	0,0638	—	—	0,1885	—	—	—	780	—	—
	100	0,0600	0,1030	0,0992	370	0,0520	0,1270	0,1195	380	0,0570	—	—	0,1870	—	—	—	570	—	—
	150	0,0425	0,0856	0,0755	185	0,0430	0,1140	0,1054	260	0,0364	—	—	0,1770	—	—	—	187	—	—
	200	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
500	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
1,05	50	0,1740	0,2151	0,2095	1550	0,1140	0,1789	0,1854	910	0,0879	—	—	0,2129	—	—	—	580	—	—
	100	0,1010	0,1434	0,1592	590	0,0835	0,1495	0,1685	550	0,0511	—	—	0,1852	—	—	—	220	—	—
	150	0,0743	0,1177	0,1303	320	0,0678	0,1353	0,1383	340	0,0511	—	—	0,1852	—	—	—	—	—	—
	200	0,0610	0,1049	0,0966	180	0,0678	0,1353	0,1383	100	0,0511	—	—	0,1852	—	—	—	—	—	—
	500	—	—	—	—	0,0389	0,1115	0,1017	100	0,0511	—	—	0,1852	—	—	—	—	—	—
2,05	100	0,1760	0,2159	0,2420	900	0,1960	0,2580	0,2530	1300	0,1460	—	—	0,2750	—	—	—	720	—	—
	150	0,1260	0,1710	0,2045	510	0,1440	0,2210	0,2260	740	0,1460	—	—	0,2750	—	—	—	240	—	—
	200	0,1070	0,1480	0,1720	320	0,1170	0,1810	0,1750	430	0,0804	—	—	0,2190	—	—	—	—	—	—
	500	0,0617	0,1060	0,1070	80	0,0645	0,1340	0,1420	140	0,0804	—	—	0,2190	—	—	—	—	—	—
	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3,05	100	0,2470	0,2848	0,300	1150	0,1980	0,2607	0,2640	860	0,2020	—	—	0,3158	—	—	—	1030	—	—
	150	0,1840	0,2245	0,2520	630	0,1620	0,2245	0,2540	620	0,1090	—	—	0,2326	—	—	—	250	—	—
	200	0,1503	0,1918	0,2040	380	0,1620	0,2245	0,2540	620	0,1090	—	—	0,2326	—	—	—	—	—	—
	500	0,0865	0,1314	0,1606	120	0,0865	0,1546	0,1630	160	0,1090	—	—	0,2326	—	—	—	—	—	—
	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Схема экспериментальной установки изображена на рис. 5. Усилитель 103-И позволяет обеспечить достаточное отклонение луча на экранах ИПХ-1 и ИЧХ-1 при работе каскада в режиме усиления малых сигналов ($U_{\text{вых макс}} \approx 0,5 \text{ в}$). Входная емкость усилителя 103-И с монтажной емкостью составляет около 40 пф , т. е. $C_{\text{н}} = 40 \text{ пф}$.

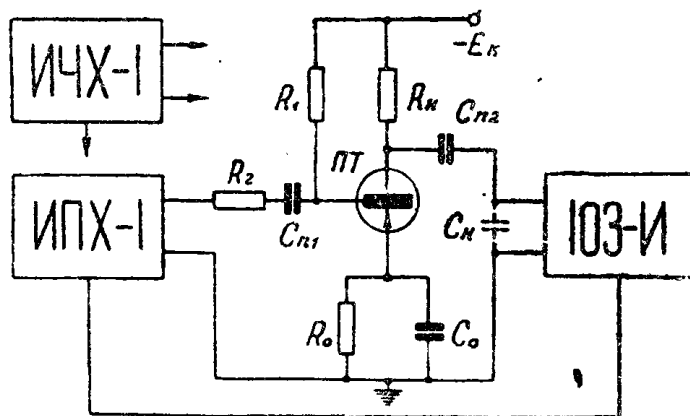


Рис. 5. Схема экспериментальной установки.

При определенных R_2 (R_0), $R_{\text{н}}$ и R_0 подбиралась корректирующая емкость C_0 , обеспечивающая наиболее широкую полосу пропускания без выброса по ИЧХ-1 или выброс в переходной характеристике ($1 \div 3 \%$) на ИПХ-1.

Эксперимент проводился с триодом типа П403, который имел следующие параметры: $\beta_0 = 62$, $r_0 = 100 \text{ ом}$, $r_e = 12 \text{ ом}$, $r_k = 157 \text{ ком}$, $C_k = 5 \text{ пф}$, $\tau_3 = 0,247 \text{ мксек}$.

Параметры измерялись при режиме триода $I_k = 2 \text{ ма}$ и $U_{kэ} = -5 \text{ в}$. Этот же режим работы триода по постоянному току поддерживался и при эксперименте.

Результаты расчета и эксперимента приведены в табл. 1.

Как видно из таблицы, максимальное расхождение между результатами расчета и эксперимента не превышает 20% .

Здесь же для наглядности приведены расчетные значения параметра коррекции m_c при чисто активной нагрузке ($C_{\text{н}} = 0$). При расчете параметр коррекции m_c находился по формуле (4).

ЛИТЕРАТУРА

1. Агаханян Т. М., Радиотехника, уменьшение искажений фронтов импульсов в видеоусилителях на плоскостных триодах, 11, 9, 46, 1956.
2. Ржевкин К. С., Андрианов Е. С., Радиотехника и электроника. Коррекция усилителей на полупроводниковых триодах, 2, 9, 1157, 1957.
3. Трохименко Я. К., Радиотехника, Обратная связь в схемах с кристаллическими триодами, 11, 9, 46, 1956.
4. Диткин В. Л., Кузнецов П. И., Справочник по операционному исчислению. Гостехиздат, 1951.