

ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ ДВУХКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ПРОСТОЙ ИНДУКТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Р. А. СМИРНОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

Введение

Для характеристики качества импульсного усилителя пользуются импульсной добротностью, определяемой как отношение коэффициента усиления K_0 на средних частотах ко времени нарастания фронта импульса t_y . Такой показатель вполне характеризует однокаскадный усилитель, так как и K_0 и t_y прямо пропорциональны величине сопротивления нагрузки каскада R ; в результате изменения нагрузки добротность $d = \frac{K_0}{t_y}$ остается постоянной. В многокаскадном усилителе с увеличением нагрузочных сопротивлений коэффициент усиления возрастает быстрее, чем время установления, и d зависит от нагрузки. Поэтому импульсная добротность многокаскадного усилителя не является однозначной характеристикой его импульсных свойств, а, тем более, качества схемы, так как в этом параметре отражены данные использованных ламп и он меняется в зависимости от задаваемого t_y .

Целесообразно ввести новый параметр—относительную импульсную добротность D_0 при заданном выбросе δ как отношение импульсной добротности данного n -каскадного усилителя, имеющего выброс δ , к импульсной добротности n -каскадного реостатного усилителя с одинаковыми нагрузочными сопротивлениями во всех каскадах, имеющего время нарастания, паразитные емкости и крутизну ламп такие же, как и рассматриваемый усилитель.

$$D_0 = \frac{d}{d_p} .$$

Применим этот параметр для двухкаскадных схем. Реостатный усилитель с одинаковыми паразитными емкостями в обоих каскадах имеет время нарастания $t_y = 3,35 R_1 C_1$, откуда

$$K_0 = K_1 \cdot K_2 = S_1 S_2 R_1^2 = \frac{S_1 S_2 t_y^2}{3,35^2 C_1^2} . \quad (1)$$

Если емкости различны и $\frac{C_2}{C_1} = m$, то, находя время нарастания по переходным характеристикам, можно установить, что

$$K_0 \approx \frac{S_1 S_2 t_y^2}{3,35^2 m C_1^2} \quad (2)$$

При $1 \ll m \ll 1,5$ равенство (2) справедливо с точностью 5% и при $m=1$ переходит в (1).

Импульсная добротность реостатного усилителя

$$d_p = \frac{K_0}{t_y} = \frac{S_1 S_2 t_y}{11,2 m C_1^2}$$

Двухкаскадный усилитель с индуктивной коррекцией и разными постоянными времени в обоих каскадах имеет время нарастания $t_y = y R_1 C_1$, где y — обобщенное время нарастания.

Пусть отношение постоянных времени каскадов:

$$\frac{\tau_2}{\tau_1} = \frac{C_2 R_2}{C_1 R_1} = x; \quad \text{тогда } R_2 = \frac{x}{m} R_1; \quad R_1 = \frac{t_y}{y C_1}; \quad R_2 = \frac{x t_y}{y m C_1}$$

Определим коэффициент усиления усилителя на средних частотах $K_0 = K_1 \cdot K_2 = S_1 S_2 R_1 R_2 = \frac{S_1 S_2 x t_y^2}{y^2 m C_1^2}$, его импульсную добротность $d =$

$$= \frac{K_0}{t_y} = \frac{S_1 S_2 x t_y}{y^2 m C_1^2} \text{ и относительную импульсную добротность}$$

$$D_0 = \frac{d}{d_p} = x \left(\frac{3,35}{y} \right)^2 \quad (3)$$

Например, для реостатного усилителя с одинаковыми каскадами $D_0=1$, при неодинаковых постоянных времени $D_0 < 1$. Для двухкаскадных усилителей с одинаковыми каскадами в случае простой индуктивной коррекции $D_0=2,14$ при $\delta=0$; в случае последовательной индуктивной коррекции при критическом выбросе $\delta_{кр}=4,4\%$, $D_0=4,84$ и т. д.

Достаточно полную картину импульсных свойств схемы можно получить, построив графики $D_0 = f(\delta)$, которые для некоторых схем даны на рис. 1.

Используя зависимость $D_0 = f(\delta)$, можно удобно сравнивать различные схемы между собой и выбрать схему, обеспечивающую требуемое усиление при наименьшем числе корректирующих параметров. Для этого по заданному выбросу δ с помощью графика $D_0 = f(\delta)$ определяется D_0 и находится коэффициент усиления по формуле

$$K_0 = D_0 K_{op} = \frac{D_0 S_1 S_2}{m} \left(\frac{t_y}{3,35 C_1} \right)^2 \quad (4)$$

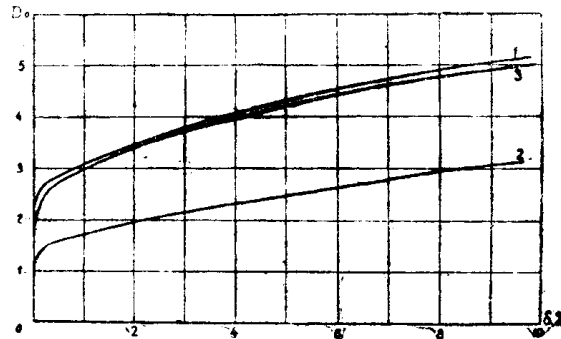


Рис. 1. Относительная импульсная добротность двухкаскадных усилителей:

1—с параллельной индуктивной коррекцией в обоих одинаковых каскадах; 2—с параллельной обратной связью по напряжению во втором каскаде; 3—с параллельной обратной связью по напряжению во втором каскаде и простой индуктивной коррекцией в первом каскаде.

Если усиление недостаточно, то нужно перейти к другой схеме, обеспечивающей большее значение D_0 .

Рассмотрим схему усилителя рис. 2 с параллельной обратной связью по напряжению, дополненную В. В. Аникеевым [1] простой индуктивной коррекцией в первом каскаде. Для анализа качества схемы и ее расчета воспользуемся параметром D_0 .

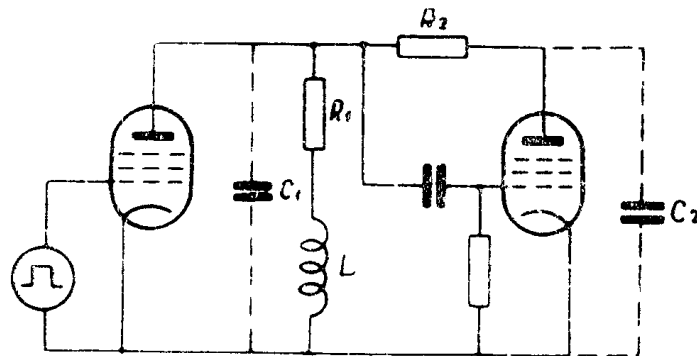


Рис. 2.

Исследование переходных характеристик усилителя

Эквивалентные схемы рассматриваемого усилителя изображены на рис. 3.

Решив систему уравнений узловых потенциалов для схемы рис. 3 б, можно определить коэффициент усиления всего усилителя.

$$K = \frac{J_3 Z_3}{U_1} = \frac{S_1 Z_1 Z_3 (S_2 Z_2 - 1)}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + S_2 Z_1 Z_3}$$

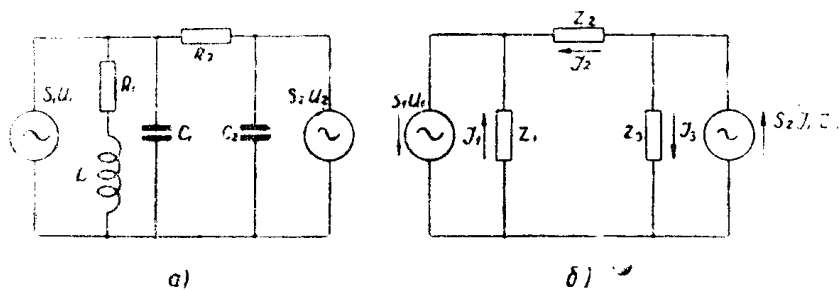


Рис. 3.

Коэффициент усиления первого каскада при этом будет равен

$$K_1 = \frac{J_1 Z_1}{U_1} = S_1 Z_1 \frac{Z_2 + Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + S_2 Z_1 Z_3},$$

а для второго каскада получим

$$K_2 = \frac{K}{K_1} = Z_3 \frac{S_2 Z_2 - 1}{Z_2 + Z_3}.$$

На средних частотах $K_0 = \frac{S_1 R_1 (S_2 R_2 - 1)}{1 + S_2 R_1}$, $K_{01} = \frac{S_1 R_1}{1 - S_2 R_1}$

$$K_{02} = S_2 R_2 - 1.$$

Операционные изображения переходных характеристик отдельных каскадов получим, заменяя сопротивления Z_n их операционными изображениями

$$Z_1(p) = \frac{R_1 + pZ}{1 + pR_1C_1 + p^2 Z C_1};$$

$$Z_2(p) = R_2; \quad Z_3(p) = \frac{1}{pC_2}.$$

Тогда

$$H_1(p) = \frac{K_1(p)}{K_{01}} = \frac{(1 + \kappa p)(1 + xp)}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3} \quad (5)$$

$$H_2(p) = \frac{K_2(p)}{K_{02}} = \frac{1}{1 + xp} \quad (6)$$

и изображение переходной характеристики всего усилителя

$$H(p) = \frac{1 + \kappa p}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3} \quad (7)$$

где $b_1 = \gamma(m + 1 + x - \kappa) + \kappa$, $b_2 = \gamma(m\kappa + \kappa + x)$; $b_3 = \kappa\gamma x$,

$$\kappa = \frac{Z}{R_1^2 C_1}, \quad \gamma = \frac{1}{1 + S_2 R_1}, \quad m = \frac{C_2}{C_1}, \quad x = \frac{\tau_2}{\tau_1}; \quad p = j\omega R_1 C_1.$$

Относительная импульсная добротность минимально-фазовых схем с индуктивной коррекцией определяется, в основном, степенью характеристического уравнения и возрастает с повышением порядка этого уравнения. Несколько иначе обстоит дело в схемах с использованием отрицательной обратной связи.

Например, схема с параллельной обратной связью по напряжению (схема рис. 2 при $Z=0$) описывается характеристическим уравнением второй степени, но за счет обратной связи позволяет получить комплексные корни характеристического уравнения при наличии лишь по одной реактивности в каждом каскаде. Это приводит к уменьшению времени нарастания. При покасадном рассмотрении эта схема имеет совпадающие полюс одного каскада и нуль другого. Она полностью аналогична схеме противошумовой коррекции индуктивностью с шунтирующим сопротивлением, если входную цепь рассматривать как предшествующий реостатный каскад с большой постоянной времени. Как схема с параллельной обратной связью по напряжению, так и схема противошумовой коррекции имеют одинаковые относительные импульсные добротности и одинаковую зависимость коэффициента усиления от верхней граничной частоты $K_0 = \frac{S_1 S_2 \sqrt{1 - M_n^2}}{C_1 C_2 \omega_n^2 M_n}$,

хотя первая схема имеет два реактивных элемента, а вторая три.

Аналогично и схему рис. 2 можно рассматривать как „вырожденную“ схему четвертого порядка с совпадающим полюсом и нулем (формулы 5 и 6). Поэтому ее импульсные свойства должны быть близкими к свойствам двухкаскадного усилителя с простой индуктивной коррекцией, имеющего характеристическое уравнение четвертой степени.

С помощью теоремы вычетов определим переходную характеристику, соответствующую изображению (7).

$$h(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{(1+\kappa p)e^{pt} dp}{1-b_1 p - b_2 p^2 - b_3 p^3} = 1 - Ae^{-\beta' t} + Be^{-\alpha' t} \sin(\omega t' + \varphi), \quad (8)$$

где $A = \frac{1-\beta\kappa}{\sqrt[3]{b_3}[(\beta-\alpha)^2 + \omega^2]}$, $t' = \frac{t}{R_1 C_1}$

$$B = \frac{1}{\omega b_3} \sqrt{\frac{(1-\alpha\kappa)^2 + (\omega\kappa)^2}{(\alpha^2 + \omega^2)[(\beta-\alpha)^2 + \omega^2]}}$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega\kappa}{1-\alpha\kappa} - \arctg \frac{\omega}{-\alpha} - \arctg \frac{\omega}{\beta-\alpha}$$

Для исследования свойств схемы при различных выбросах используем метод равных модулей О. Б. Лурье [2]. Для этого нормируем изображение переходной характеристики (8). Полагая $p = \frac{p_1}{\sqrt[3]{b_3}}$, получаем выражение

$$H(p_1) = \frac{1+gp_1}{1+d_1 p_1 + d_2 p_1^2 + p_1^3}, \quad (9)$$

в котором

$$d_1 = \frac{b_1}{\sqrt[3]{b_3}}, \quad d_2 = \frac{b_2}{\sqrt[3]{b_3^2}}, \quad g = \frac{\kappa}{\sqrt[3]{b_3}}$$

Обозначим полюса нормированного изображения через

$$p_1 = -\beta' \text{ и } p_{2,3} = -\alpha' \pm j\omega'$$

Исходя из условий равенства модулей, имеем

$$d_1 + d_2 = 1 + 2\alpha', \quad (10)$$

$$\alpha'^2 + \omega'^2 = \beta'^2 = 1.$$

Задаем ряд значений колебательности $G = \frac{\omega'}{\alpha'}$ (0; 0,8; 1; 1,2 и т. д.) при помощи которых определяем значения комплексных корней

$$\alpha' = \frac{1}{\sqrt{1+G^2}}, \quad \omega' = G\alpha'$$

Тогда выражение (10) дает систему двух уравнений с четырьмя неизвестными κ , γ , x и m . Численное значение m определяется константой усилителя и в дальнейших расчетах принято равным 1. Задавая величину x , можно решить систему (10) и найти параметры κ и γ , соответствующие данной колебательности G . Значения α , ω и β , необходимые для расчета переходной характеристики (8), получаются путем умножения α' , ω' и β' на нормирующий множитель $\frac{1}{\sqrt[3]{b_3}}$

$$= \frac{1}{\sqrt[3]{\kappa\gamma x}}$$

Таблица 1

G	N	κ	γ	α	m	β	A	B	φ	$\sqrt[3]{\frac{1}{\kappa N}}$	y	$\delta, \%$	D_0
0	5	0,266	0,2821	1,3863	0	1,3863	—	—	—	0,7213	2,960	0	1,81
0,8	5	0,304	0,2201	1,1245	0,8996	1,4405	1,2829	1,7245	-3,3060	0,6942	2,157	0,72	2,66
1	5	0,318	0,1984	1,0380	1,0380	1,4680	0,9121	1,3831	3,0762	0,6812	1,874	1,67	3,17
1,2	5	0,329	0,1775	0,9653	1,1584	1,5078	0,6995	1,1982	-2,8895	0,6632	1,665	3,45	3,59
1,5	5	0,343	0,1504	0,8718	1,3077	1,5704	0,5181	1,0587	-2,6696	0,6368	1,392	7,08	4,36
1,7	5	0,348	0,1340	0,8237	1,4003	1,6247	0,4408	1,0095	-2,5534	0,6155	1,250	9,85	4,81
0	10	0,280	0,1797	1,2572	0	1,2572	—	—	—	0,7954	3,284	0	1,87
0,8	10	0,308	0,1413	1,0300	0,8241	1,3196	1,3546	1,7619	-3,3437	0,7578	2,322	0,71	2,94
1	10	0,323	0,1273	0,9539	0,9539	1,3489	0,9703	1,4021	-3,1200	0,7413	2,069	1,63	3,34
1,2	10	0,340	0,1125	0,8819	1,0583	1,3776	0,7387	1,2079	-2,9236	0,7259	1,825	3,46	3,79
1,5	10	0,354	0,0959	0,7959	1,1938	1,4334	0,5533	1,0600	-2,7078	0,6976	1,543	6,88	4,52
1,7	10	0,361	0,0861	0,7485	1,2725	1,4762	0,4738	1,0082	-2,5920	0,6774	1,393	9,59	4,98
0	15	0,285	0,1311	1,2128	0	1,2128	—	—	—	0,8245	3,398	0	1,91
0,8	15	0,319	0,1010	0,9946	0,7957	1,2742	1,3549	1,7623	-3,3438	0,7848	2,400	0,71	2,95
1,0	15	0,332	0,0918	0,9160	0,9160	1,2955	0,9702	1,4017	-3,1194	0,7719	2,149	1,64	3,35
1,2	15	0,345	0,0822	0,8512	1,0214	1,3296	0,7524	1,2014	-2,9355	0,7521	1,906	3,35	3,81
1,5	15	0,359	0,0701	0,7682	1,1523	1,3837	0,5645	1,0608	-2,7205	0,7227	1,610	6,84	4,55
1,7	15	0,366	0,0629	0,7227	1,2286	1,4253	0,4852	1,0073	-2,6048	0,7016	1,456	9,50	4,99

При $G = 0$ изображение переходной характеристики имеет кратный полюс $p_1 = -1$ и формула (8) становится непригодной. В этом случае воспользуемся формулой

$$h(t) = 1 - \left(1 + t_1 + \frac{1-g}{2} t_1^2 \right) e^{-t},$$

где $t_1 = \frac{t}{\sqrt[3]{\kappa \gamma x}}$, $g = \frac{\kappa}{\sqrt[3]{\kappa \gamma x}}$.

По полученным переходным характеристикам вычислены значения обобщенного времени нарастания $y = \frac{t_y}{R_1 C_1}$ и выброса δ . Результаты расчетов сведены в табл. 1.

Определим относительную импульсную добротность данной схемы. Так как $S_2 R_2 \gg 1$, то можно пренебречь непосредственным прохождением сигнала с первого каскада усилителя на его выход и считать

$$K_0 \approx \frac{S_1 R_1 S_2 R_2}{1 + S_2 R_1} = \frac{S_1 S_2 x \gamma t_y^2}{y^2 m C_1^2}.$$

Тогда относительная импульсная добротность усилителя получается равной

$$D_0 = \frac{K_0}{K_{op}} = x \gamma \left(\frac{3,35}{y} \right)^2. \quad (11)$$

При отсутствии обратной связи $\gamma = 1$ и формула (11) переходит в (3). По данным таблицы 1 построены графики рис. 4, рис. 5. Можно

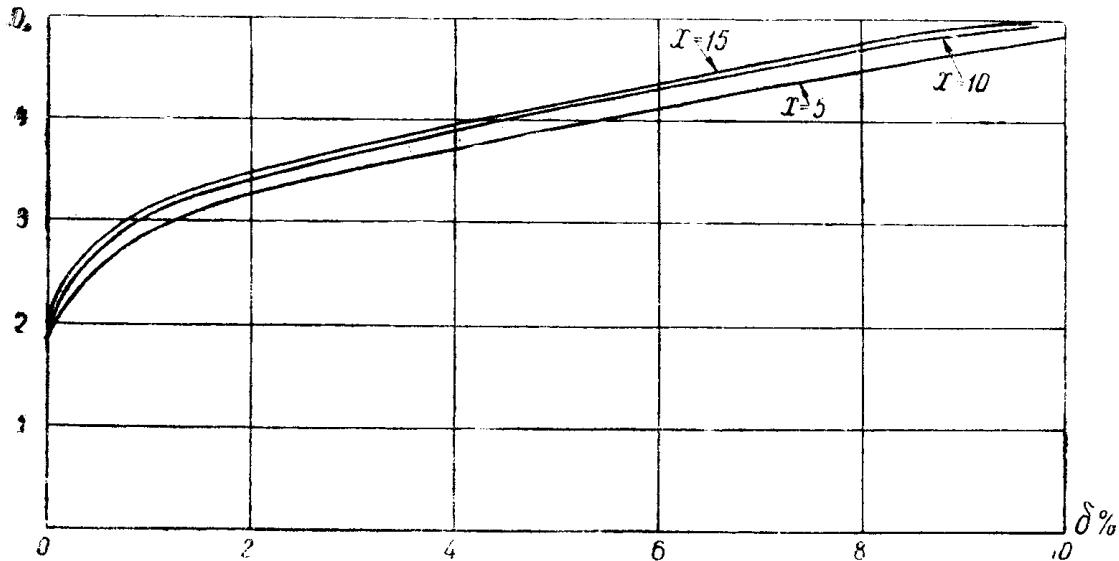


Рис. 4.

заметить, что при изменении x в пределах $x=5-15$ D_0 изменяется лишь на 3—4%. Поэтому, в первом приближении относительную импульсную добротность схемы при данном выбросе можно считать не зависящей от x . С точки зрения частотно-фазовых характеристик это аналогично допущению, что в формуле, выражающей зависимость коэффициента усиления от полосы пропускания

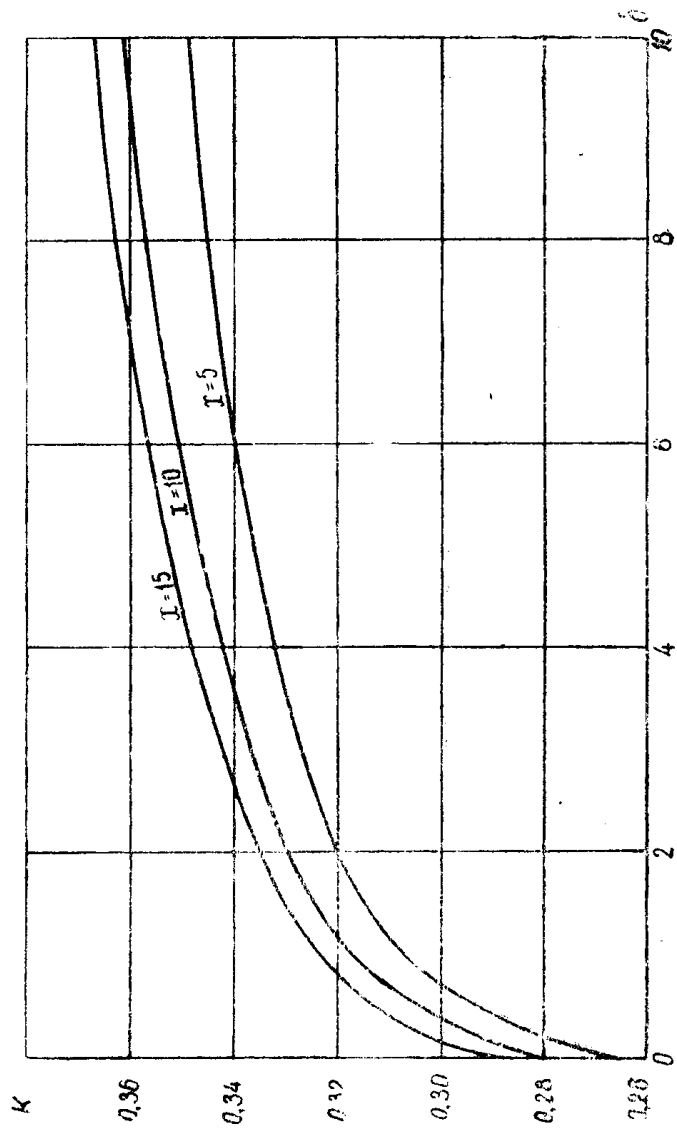


Рис. 5.

$$K_0 = \frac{\alpha S_1 S_2 \sqrt{1 - M_0^2}}{C_1 C_2 \omega_0^2 M_0}$$

коэффициент α — постоянная величина. Для рассматриваемого усилителя $\alpha \approx 2$ [1].

Расчет показывает, что время нарастания $t_y = \gamma R_1 C_1 = \frac{(1-\gamma)\gamma}{\gamma} \frac{C_1}{S_2}$ одинаково (с точностью 5%) для всех значений колебательности при выбранном значении x и прямо пропорционально величине x .

При расчете усилителя рис. 2, сначала задаем значение x в пределах $x = 0,65 : 0,70$ $t_y = \frac{S_2}{C_1}$ и, по данному выбросу, из графиков рис. 4 и рис. 5 определяем D_0 и κ . Затем находится коэффициент усиления схемы по формуле (4). Из выражения

$$K_0 = \frac{S_1 S_2 \frac{x}{m} R_1^2}{1 + S_2 R_1} \quad \text{определяем} \quad R_1 = \frac{K_0 \left(1 + \sqrt{K_0^2 + 4K_0 \frac{S_1}{S_2} \frac{x}{m}} \right)}{2S_1 \frac{x}{m}}$$

Затем находим $R_2 = \frac{x}{m} R_1$ и $L = \kappa R_1^2 C_1$.

Пример расчета. Дано $t_y = 6 \cdot 10^{-8}$ сек., $\delta = 5\%$, $C_1 = C_2 = 20 \cdot 10^{-12}$ ф, $S_1 = S_2 = 5 \cdot 10^{-3} \frac{a}{b}$. Выбираем $x = 10$. Из графика рис. 4 определяем $D_0 = 4$, из графика рис. 5 $\kappa = 0,347$. Коэффициент усиления схемы

$$K_0 = \frac{4 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{1} \left(\frac{6 \cdot 10^{-8}}{3,35 \cdot 20 \cdot 10^{-20}} \right)^2 = 80.$$

$$R_1 = \frac{80 \left(1 + \sqrt{80^2 + 4 \cdot 80 \cdot 10} \right)}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10} = 1,78 \cdot 10^3 \text{ ом}, \quad R_2 = 17,8 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

$$L = 0,347 \cdot (1,78 \cdot 10^3)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 22 \cdot 10^{-6} \text{ гн}.$$

Большое нагрузочное сопротивление во втором каскаде позволяет значительно увеличить выходное напряжение, если усиливаются импульсы с большой длительностью фронта.

Минимальная длительность фронта импульса, усиливаемого без сужения динамического диапазона, определяется для каждой схемы конкретно, что является предметом особого рассмотрения. Кроме того, наличие глубокой отрицательной обратной связи позволяет уменьшить постоянные времени переходных и развязывающих цепей и даже объединять катоды и экранные сетки обеих ламп, блокируя их на землю конденсаторами небольшой емкости, как отмечалось в [1].

Выводы

1. Рассмотренная схема рис. 2 позволяет получить относительную импульсную добротность практически такую же, как двухкаскадная схема с параллельной индуктивной коррекцией в обоих каскадах. При

этом усилитель имеет лишь одну индуктивность и меньшие габариты конденсаторов.

2. Предлагаемый параметр—относительная импульсная добротность однозначно характеризует качество многокаскадного импульсного усилителя и может быть использован для инженерного расчета схем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аникеев В. В. Высокочастотная коррекция в двухкаскадном усилителе с противосвязью, Труды НИИ Государственного комитета по авиационной технике, вып. XII, 1958.

2. Лурье О. Б. Усилители видеочастоты, Изд. Советское радио, 1955.