

## К ВОПРОСУ О МАКСИМАЛЬНОМ ВЫХОДНОМ НАПРЯЖЕНИИ В ДВУХКАСКАДНОМ ШИРОКОПОЛОСНОМ И ИМПУЛЬСНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Р. А. СМИРНОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

В литературе [1,2] имеется указание на возможность повышения выходного напряжения в двухкаскадных импульсных усилителях путем увеличения анодной нагрузки второго каскада и соответствующего уменьшения нагрузки первого каскада. Однако отсутствуют данные о величине максимально возможного выигрыша в выходном напряжении при усилении гармонических и импульсных сигналов и об оптимальных параметрах усилителя, обеспечивающих этот выигрыш. Рассмотрим эти вопросы применительно к некоторым конкретным схемам.

При усилении гармонических сигналов максимальным выходным напряжением многокаскадного усилителя  $U_{\text{вых макс}}$  на данной частоте  $\omega$  будем считать напряжение, получаемое на выходе усилителя при подаче на вход напряжения  $U_{\text{вх}}(\omega) = U_{\text{вх макс}}$ . При этом величина  $U_{\text{вх макс}}$  выбирается такой, чтобы напряжения на сетках ламп усилителя не выходили за пределы сеточной характеристики во всем диапазоне усиливаемых частот.

Аналогично при усилении импульсов максимальным выходным напряжением многокаскадного усилителя  $U_{\text{вых макс}}$  будем считать напряжение, получаемое при подаче на вход прямоугольного импульса напряжения  $U_{\text{вх макс}}$ . Величина  $U_{\text{вх макс}}$  должна быть выбрана так, чтобы выбросы напряжения, возникающие на сетках ламп усилителя, не выходили за пределы раствора сеточной характеристики.

### Определение максимального выходного напряжения при усилении гармонического сигнала

Пусть на сетке второго каскада допускается наибольшее изменение напряжения  $\Delta U'_{c_2 \text{ макс}}$ , при котором можно пренебречь нелинейностью лампы. Тогда на вход усилителя можно подать напряжение любой частоты в пределах полосы пропускания с амплитудой

$$U_{\text{вх макс}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta U'_{c_2 \text{ макс}}}{K'_{1 \text{ макс}}(\omega)}$$

не опасаясь перегрузки второго каскада. Здесь  $K'_{1\text{макс}}(\omega)$  — наибольшее значение коэффициента усиления первого каскада. При этом

$$U'_{\text{вых макс}}(\omega) = U'_{\text{вх макс}} K'(\omega) = \frac{1}{2} \Delta U'_{c_2\text{макс}} \frac{K'(\omega)}{K'_{1\text{макс}}(\omega)},$$

где  $K'(\omega)$  — коэффициент усиления усилителя на данной частоте. Если изменить анодные нагрузки в обоих каскадах, то

$$U''_{\text{вых макс}}(\omega) = \frac{1}{2} \Delta U''_{c_2\text{макс}} \frac{K''(\omega)}{K''_{1\text{макс}}(\omega)}.$$

Тогда отношение выходных напряжений на частоте  $\omega$

$$\lambda(\omega) = \frac{U''_{\text{вых макс}}(\omega)}{U'_{\text{вых макс}}(\omega)} = \frac{\Delta U''_{c_2\text{макс}} K''(\omega) K'_{1\text{макс}}(\omega)}{\Delta U'_{c_2\text{макс}} K'(\omega) K''_{1\text{макс}}(\omega)}. \quad (1)$$

В случае применения пентодов, раствор сеточной характеристики можно считать не зависящим от частоты, так как выполняется условие  $z \ll R_i$ . Поэтому формула (1) примет вид

$$\lambda(\omega) = \frac{K''(\omega) K'_{1\text{макс}}(\omega)}{K'(\omega) K''_{1\text{макс}}(\omega)}. \quad (2)$$

Применим формулу (2) для двухкаскадного усилителя с параллельной индуктивной коррекцией в обоих каскадах (рис. 1).

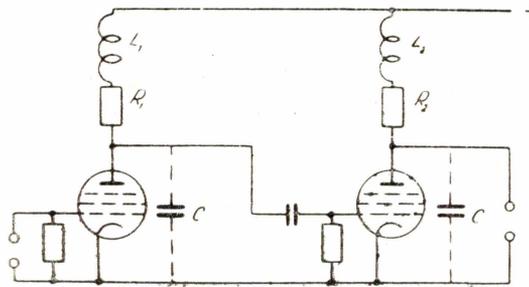


Рис. 1.

Если анодную нагрузку первого каскада уменьшить в  $n$  раз ( $R_1 = \frac{R}{n}$ ), а второго — увеличить во столько же раз ( $R_2 = nR$ ), не изменяя индуктивностей, то будем иметь:

$$\begin{aligned} K'(\omega) &= S_1 S_2 R^2 M'(\omega), \\ K''(\omega) &= S_1 S_2 R^2 M''(\omega), \\ K'_{1\text{макс}}(\omega) &= S_1 R M'_{1\text{макс}}(\omega), \\ K''_{1\text{макс}}(\omega) &= S_1 \frac{R}{n} M''_{1\text{макс}}(\omega). \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь  $M(\omega)$  — общая частотная характеристика усилителя,  $M_{1\text{макс}}$  — максимум частотной характеристики первого каскада. Подставляя (3) в (2), получим

$$\lambda(\omega) = \frac{nM'_{1\text{ макс}}(\omega) M''(\omega)}{M''_{1\text{ макс}}(\omega) M'(\omega)} \quad (4)$$

Частотная характеристика этого усилителя имеет вид

$$M(\Omega) = \sqrt{\frac{1+k^2\Omega^2\left(n^2+\frac{1}{n^2}\right)+k^4\Omega^4}{(1-k\Omega^2)^4+\Omega^2(1-k\Omega^2)\left(n^2+\frac{1}{n^2}\right)+\Omega^4}}, \quad (5)$$

где  $\Omega = \omega RC$  и  $k = \frac{L}{R^2C}$ . Частотная характеристика первого каскада имеет максимум, величина которого

$$M_{1\text{ макс}} = \frac{kn^2}{\sqrt{2n\sqrt{2k+(kn^2)-2kn^2}-1}} \quad (6)$$

Определим оптимальные значения  $n$ , при которых получается наибольший выигрыш в выходном напряжении на средних частотах. Подставляя (5) и (6) в (4), получим на средних частотах

$$\lambda(0) = \frac{\sqrt{8kn^2+4(kn^2)^2-2kn^2-1}}{kn} \quad (7)$$

Выражение (7) имеет максимум  $\lambda_{\text{ макс}}(0) = \frac{1}{\sqrt{2k}}$  (8) при  $kn^2 = \frac{2}{3}$ , откуда

$$n_{\text{ опт}} = \sqrt{\frac{2}{3k}} \quad (9)$$

Из (8) и (9) следует, что для повышения  $U_{\text{ вых макс}}$  выгодно применить малые значения  $k$  и соответственно большие значения  $n$ . Но все частотные характеристики, определяемые по формуле (5), пересекаются в точке с координатами  $M=2k, \Omega = \frac{1}{\sqrt{2k}}$  независимо от  $n$ .

При уменьшении  $k$  точка пересечения перемещается в сторону больших  $\Omega$  и меньших  $M$  и форма частотной характеристики резко ухудшается. Поэтому для увеличения  $U_{\text{ вых}}$  можно использовать лишь значения  $k$  в пределах 0,3—0,414. При этом выигрыш в выходном напряжении составляет 10—29 %.

Известно [3,4], что оптимальная частотная характеристика двухкаскадного усилителя обеспечивается при неодинаковых параметрах обоих каскадов, а именно:  $n=1,5913$ ,  $R_1=0,6284R$ ;  $R_2=1,5913R$ ,  $k_1 = \frac{L_1}{R_1^2C} = 1,1188$ ,  $k_2 = \frac{L_2}{R_2^2C} = 0,2696$ . При этом полоса пропускания на уровне 0,7 возрастает на 17 %. В этом случае  $\lambda(0)=1$ , т. е. на средних частотах такой усилитель не дает выигрыша в выходном напряжении по сравнению с двумя одинаковыми каскадами с  $k=0,414$ . На высоких частотах получается некоторый выигрыш за счет большего напряжения, поступающего на сетку второй лампы. Вместо расширения полосы пропускания на 17 % иногда лучше на столько же увеличить нагрузочные сопротивления обоих каскадов усилителя. Тогда выходное напряжение на низких частотах увеличится на 17 %, а коэффициент усиления пары каскадов на 37 %.

Рассмотрим вопрос о возможности повышения выходного напряжения в двухкаскадном усилителе с параллельной обратной связью (рис. 2). Частотная характеристика этого усилителя имеет вид [5]

$$M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + b_1 \omega^2 + b_2 \omega^4}},$$

где 
$$b_1 = \left[ \frac{(mR_1 + R_2)R_1 C + (R_1 + R_2)m x R_1 C}{R_1 + R_2 + mR_1 + mS_2 R_1^2} \right]^2 -$$

$$- 2 \frac{m x R_1^2 C^2 R_2}{R_1 + R_2 + mR_1 + mS_2 R_1^2},$$

$$b_2 = \frac{m^2 x^2 R_1^2 C^2 R_2^2}{R_1 + R_2 + mR_1 + mS_2 R_1^2}, \quad m = \frac{R_3}{R_1}.$$

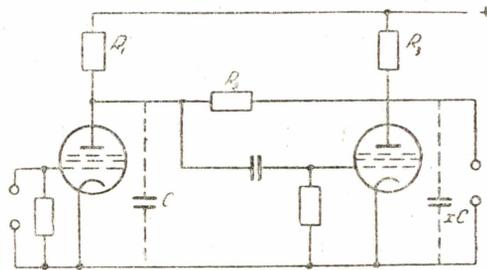


Рис. 2.

При оптимальной частотной характеристике имеем равенства  $b_1 = 0$  и  $b_2 \omega_b^4 = 1$ , которые образуют систему уравнений для определения  $R_1$ ,  $R_2$  и  $m$ .

Поскольку имеется система из двух уравнений с тремя неизвестными, то одно из них можно выбирать произвольно. Удобнее всего при определении максимального выходного напряжения варьировать  $m$ . При этом для заданного  $\omega_b$  получается частотная характеристика, одинаковая при любых  $m$ . При увеличении  $m$  лишь незначительно уменьшается коэффициент усиления всего усилителя. Поэтому формула (2) в данном случае примет вид

$$\lambda(\omega) = \frac{K_0'' M''(\omega) K_{01}' M_{1\text{макс}}'(\omega)}{K_0' M'(\omega) K_{01}'' M_{1\text{макс}}''(\omega)} = \frac{K_{02}'' M_{1\text{макс}}'(\omega)}{K_{02}' M_{1\text{макс}}''(\omega)}, \quad (10)$$

где

$$K_0 = \frac{mS_1 R_1^2 (S_2 R_2 - 1)}{R_2 + R_1(1+m) + mS_2 R_1^2} \text{ — коэффициент усиления всего усилителя}$$

на средних частотах,

$$K_{01} = \frac{S_1 R_1 (mR_1 + R_2)}{R_2 + R_1(1+m) + mS_2 R_1^2} \text{ — коэффициент усиления первого каскада}$$

на средних частотах,

$$K_{02} = \frac{mR_1 (S_2 R_2 - 1)}{mR_1 + R_2} \text{ — коэффициент усиления второго каскада на сред-$$

них частотах.

(11)

В случае оптимальной частотной характеристики всего усилителя частотная характеристика первого каскада имеет вид

$$M_1(\omega) = \frac{1 + \left( \frac{m x R_1 R_2 C}{m R_1 + R_2} \right)^2 \omega^2}{1 + \left( \frac{m x R_1^2 R_2 C^2}{R_1 + R_2 + m R_1 + m S_2 R_1^2} \right)^2 \omega^4} \quad (12)$$

По первой производной этого выражения определим частоту, на которой наступает максимальный подъем частотной характеристики первого каскада, а затем величину этого подъема

$$M_{1\text{макс}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \left[ \frac{m x R_2 (R_1 + R_2 + m R_1 + m S_2 R_1^2)}{(m R_1 + R_2)^2} \right]^2} \right)}$$

Решив систему уравнений  $b_1=0$  и  $b_2\omega_b^4=1$  относительно  $R_1$  и  $R_2$ , получим

$$R_1 = \frac{(\varepsilon - \sqrt{2})(1 + xm) + \sqrt{(\varepsilon - \sqrt{2})^2(1 + xm)^2 + 4x(1 + xm^2)(\varepsilon\sqrt{2} - 1 - x)}}{2xmC\omega_b(\sqrt{2}\varepsilon - 1 - x)};$$

$$R_2 = \frac{mR_1(1+x)}{\sqrt{2}mx\omega_bCR_1 - 1 - xm},$$

где  $\varepsilon = \frac{S_2}{C\omega_b}$ .

Анализ выражения для  $K_{02}$  и  $M_{1\text{макс}}$  показывает, что при подстановке значений  $R_1$  и  $R_2$  в (11) и (12) значение  $C\omega_b$  везде сокращается. Таким образом,  $K_{02}$  и  $M_{1\text{макс}}$  являются функциями лишь безразмерных параметров  $\varepsilon, x$  и  $m$ . Результаты, полученные ниже с конкретными данными  $S_2, C$  и  $\omega_b$ , остаются справедливыми при других значениях этих параметров, соответствующих такой же величине  $\varepsilon$ .

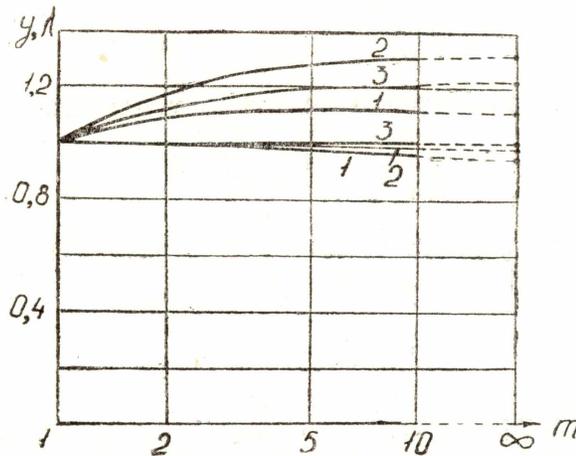


Рис. 3. Зависимость  $\lambda=f(m)$  и  $y=f(m)$  для двухкаскадного усилителя с параллельной обратной связью при усилении гармонических сигналов. Кривая 1—при  $\varepsilon=2$ , кривая 2—при  $\varepsilon=4$ , кривая 3—при  $\varepsilon=40$ .

Был проведен расчет для двухкаскадного усилителя с параллельной обратной связью на лампах с крутизной  $S_1=S_2=5 \cdot 10^{-3} \frac{a}{b}$ ,  $C=$

$= 2 \cdot 10^{-11} \phi$ ,  $x=1$  с полосой пропускания 1, 10 и 20 мгц. При этом охватывается область изменения параметра  $\epsilon$  в пределах 2–40, что вполне достаточно для получения общих закономерностей. Расчет проводился для  $m=1, 2, 5, 10$  и  $\infty$ . Сначала определялись  $R_1$  и  $R_2$ , затем  $K_0$ ,  $K_{02}$  и  $M_{1\text{макс}}$ . Кроме выигрыша в выходном напряжении определялось  $u$ —отношение коэффициента усиления всего усилителя при выбранном  $m$  к коэффициенту усиления при  $m=1$ .

Из графиков рис. 3 можно видеть, что максимальный выигрыш в выходном напряжении в случае больших значений  $\epsilon$  достигается при  $m=\infty$  и составляет 20–30%. При малых  $\epsilon$  (широкой полосе пропускания) максимальный выигрыш достигается уже при  $m=5-10$  и составляет 10–15%. При  $m > 5$   $U_{\text{вых макс}}$  меняется мало. Падение общего коэффициента усиления при  $m=\infty$  незначительно и составляет 2–5%.

Поэтому можно считать, что оптимальные результаты с точки зрения наибольшего выходного напряжения достигаются в широком интервале значений  $m$  от 5 до  $\infty$ .

Выбор величины  $m$  в этом интервале может быть произведен из других соображений (условия питания ламп, низкочастотная коррекция и др.).

#### Определение максимального выходного напряжения при усилении прямоугольных импульсов

Если раствор сеточной характеристики лампы второго каскада усилителя равен  $\Delta U'_{c_2\text{макс}}$ , то на вход такого усилителя можно подать прямоугольный импульс напряжения

$\Delta U'_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{c_2\text{макс}}}{K'_{01}(1+2\delta'_1)}$ , где  $\delta_1$ —выброс в переходной характеристике первого каскада.

При этом на выходе усилителя получим импульс напряжения

$$\Delta U'_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{c_2\text{макс}} K'_0}{K'_{01}(1+2\delta'_1)} = \frac{\Delta U_{c_2\text{макс}} K'_{02}}{1+2\delta_1}.$$

При произвольном изменении параметров усилителя

$$\Delta U''_{\text{вых}} = \frac{\Delta U''_{c_2\text{макс}} K''_{02}}{1+2\delta''_1}.$$

Тогда отношение выходных напряжений при условии неизменности раствора сеточной характеристики

$$\lambda = \frac{K''_{02}(1+2\delta'_1)}{K'_{02}(1+2\delta''_1)}. \quad (13)$$

В дальнейшем будем рассматривать двухкаскадные импульсные усилители с выбросом  $\delta=1\%$  в импульсе выходного напряжения. Усилитель рис. 1 имеет  $\delta=1\%$  и обобщенное время нарастания  $t'_y = \frac{t_y}{RC} = 1,872$  при одинаковых каскадах и параметре коррекции  $k=0,342$ .

Однако можно улучшить время нарастания, не уменьшая коэффициента усиления, сделав каскады неодинаковыми [3, 4]. При  $R_1 = 0,482 R$ ,  $R_2 = 2,073 R$  и коэффициентах коррекции  $k_1=1,4$  и  $k_2=0,325$  усилитель имеет выброс 1% и обобщенное время нарастания  $t'_y = 1,58$ , что на 15,6% меньше, чем при одинаковых каскадах.

Определим выигрыш в выходном напряжении в случае неодинаковых каскадов при подаче на вход прямоугольных импульсов. В случае одинаковых каскадов первый каскад дает при этом выброс  $\delta_1'' = 0,81\%$ , а в вышеуказанном усилителе с разными каскадами  $\delta_1'' = 46,4\%$ . Поэтому применение формулы (13) дает  $\lambda = 1,093$ . Если увеличить нагрузочные сопротивления на  $15,6\%$ , то выходное напряжение увеличится в  $1,26$  раз, а коэффициент усиления в  $1,33$  раза по сравнению с одинаковыми каскадами при том же времени нарастания. Выигрыш в выходном напряжении при усилении импульсов получается несколько больше, чем при усилении гармонического сигнала, так как спектр прямоугольного импульса спадает на высоких частотах, что позволяет несколько увеличить  $U_{\text{вх}}$ .

Фактически можно получить выигрыш в выходном напряжении значительно больший, чем  $26\%$ , так как импульсы, подаваемые на сетку первого каскада, не могут иметь длительность фронта, равную нулю, и выброс, создаваемый 1 каскадом, будет меньше, чем  $46,4\%$ . Для оценки выигрыша в выходном напряжении при конечной длительности фронта импульсов необходимо выбрать способ аппроксимации фронта импульса. Часто применяемая трапецевидная аппроксимация дает слишком грубое приближение к действительному характеру нарастания импульса. Лучшие результаты получаются при экспоненциальной аппроксимации и аппроксимации импульсом с выбросом  $1\%$  [6]. Последний вид аппроксимации дает наилучшее приближение к действительности, но значительно усложняет расчеты. Экспоненциальная аппроксимация хорошо передает главные особенности входного импульса: конечную длительность фронта и плавный переход к плоской части импульса, существенно не снижая точности полученного результата. Поэтому во всех дальнейших расчетах использована экспоненциальная аппроксимация. Пусть на вход рассматриваемого усилителя поступает единичный экспоненциальный импульс  $f(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T}}$ . Тогда операционное изображение напряжения на сетке второго каскада будет

$$U_{c_2}(p) = \frac{1 + k_1 p_1}{(p_1 n + 1)(1 + p_1 + k_1 p_1^2)}, \quad (14)$$

где 
$$n = \frac{T}{R_1 C}, \quad p_1 = j\omega R_1 C.$$

С помощью теоремы вычетов определим оригинал, соответствующий изображению (14). Он имеет вид

$$U_{c_2}(t') = 1 - Ae^{-\beta t'} + Be^{-\alpha t'} \sin(\omega t' + \varphi), \quad (15)$$

где  $-\beta$  — вещественный полюс и  $-\alpha \pm j\omega$  — сопряженные комплексные полюса изображения,  $t' = \frac{t}{R_1 C}$  — относительное время.

$$A = \frac{1 - \beta k_1}{k_1 [(\beta - \alpha)^2 + \omega^2]}, \quad B = \frac{1}{\omega k_1 n} \sqrt{\frac{(1 - \alpha k_1)^2 + (\omega k_1)^2}{(\alpha^2 + \omega^2) [(\beta - \alpha)^2 + \omega^2]}}$$

$$\varphi = \text{arctg} \frac{\omega k_1}{1 - \alpha k_1} - \text{arctg} \frac{\omega}{-\alpha} - \text{arctg} \frac{\omega}{\beta - \alpha}.$$

Для определения момента наступления выброса  $t_3''$  берем производную от (15) и приравниваем ее нулю. Тогда  $t_3'$  определяется методом итераций из уравнения

$$t_3' = \frac{\psi - \varphi}{\omega} + \frac{\arcsin \left[ \frac{A \beta}{B} e^{(\alpha - \beta)t_3'} \right]}{\omega},$$

где  $\psi = \arctg \frac{\omega}{\alpha}$ .

Затем определяем выброс  $\delta_1 = B e^{-\alpha t_3'} \sin(\omega t_3' + \varphi) - A e^{-\beta t_3'}$  и выигрыш в выходном напряжении по формуле (13), дополненной множителем 1,156. Результаты даны в табл. 1 и построен график рис. 4.

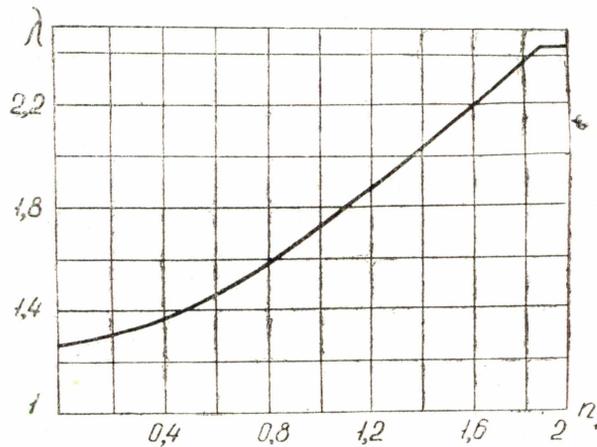


Рис. 4.

Для удобства практического использования результатов расчета на графике дана зависимость  $\lambda$  от величины  $n_1 = \frac{t_{у\text{ имп.}}}{t_{у\text{ усил.}}}$ , связанной с

$$n \text{ простой зависимостью: } n_1 = \frac{2,2nR_1C}{0,482 R_1C} = 0,671 n.$$

Как видно из полученных результатов, максимальное выходное напряжение может быть повышено в 2,43 раза, по сравнению с усилителем, состоящим из одинаковых каскадов, когда длительность фронта импульса больше времени нарастания усилителя в 1,88 раза.

Таблица 1

$n$	0	0,5	1	1,5	2	2,5	2,8
$n_1$	0	0,335	0,671	1,01	1,34	1,68	1,88
$\delta_1 \%$	46,4	41,2	31,5	21,1	11,9	4,1	0
$\lambda$	1,258	1,332	1,492	1,711	1,965	2,25	2,43

Определим оптимальное отношение сопротивлений  $m = \frac{R_2}{R_1}$  для усилителя рис. 2, при котором получается наибольший неискаженный выходной импульс. Этот усилитель имеет выброс  $\delta = 1\%$  и обобщенное время нарастания  $t'_y = at_y = 2,135$  при значении параметра  $\kappa = 0,366$  [7]. Здесь

$$k_1 = \frac{R_1 + R_2 + mR_1 + mS_2R_1^2}{4a^2mxC^2R_1^2R_2}, \quad (16)$$

$$a = \frac{mR_1(1+x) + R_2(1+mx)}{2mxR_1R_2C}. \quad (17)$$

Выражения (16) и (17) образуют систему уравнений, из которой можно найти  $R_1$  и  $R_2$  по заданным  $k$  и  $a$  при любом выбранном значении  $m$ . Затем находим изображение переходной характеристики первого каскада, которое имеет вид

$$H_1(p) = \frac{1+gp}{1+b_1p+b_2p^2}, \quad (18)$$

где

$$g = \frac{mXR_1R_2}{mR_1+R_2}, \quad b_1 = \frac{R_1C(mXR_1) + mR_1 + R_2 + mXR_2}{R_1(1+m) + R_2 + S_2mR_1^2},$$

$$b_2 = \frac{R_1^2R_2Cxm}{R_1(1+m) + R_2 + S_2mR_1^2}.$$

Изображению (18) соответствует оригинал  $H_1(t) = 1 + Ae^{-\alpha t} \sin(\omega t - \psi)$ ,

$$\text{где } A = \frac{\sqrt{(g - \alpha b_2)^2 + (\omega b_2)^2}}{\omega b_2}, \quad \text{tg } \psi = \frac{\omega b_2}{g - \alpha b_2},$$

$p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega$  — полюсы изображения (18).

Далее находим первый выброс переходной характеристики

$$\delta_1 = \sqrt{\frac{(g - \alpha b_2)^2 + (\omega b_2)^2}{b_2}} \cdot e^{-\frac{\omega}{\alpha} \arctg \frac{\omega}{\alpha} + \arctg \frac{\omega b_2}{g - \alpha b_2}}$$

и выигрыш в выходном напряжении  $\lambda$  по формуле (13). Расчет производился для усилителя с  $t_y = 2 \cdot 10^{-7}$  сек,  $6 \cdot 10^{-8}$  сек и  $2 \cdot 10^{-8}$  сек,  $S_1 = S_2 = 5 \cdot 10^{-3} \frac{a}{b}$ ,  $C = 2 \cdot 10^{-11}$  ф,  $x = 1$ .

Анализ выражений для  $\delta_1$  и  $K_{02}$  показывает, что входящие в них неявно параметры  $t_y$ ,  $S_2$  и  $C$  всегда можно объединить в выражение

$$\xi = \frac{S_2 t_y}{C}. \text{ Поэтому результаты, полученные для усилителя с вы-}$$

бранными параметрами  $S_2$ ,  $C$  и  $t_y$ , остаются справедливыми при различных значениях этих параметров, соответствующих той же величине  $\xi$ . Результаты расчета показаны на рис. 5.

Наибольший выигрыш в выходном напряжении получается при  $m = 5-7$  и достигает 23 % для  $\xi = 50$ . При дальнейшем увеличении  $m$  выигрыш незначительно уменьшается. Выходное напряжение может

быть значительно увеличено при усилении импульсов с достаточно большой длительностью фронта. Здесь появляются бесспорные преимущества усилителя с  $m = \infty$ .

Характер зависимости выходного напряжения от длительности фронта импульсов при  $m = \infty$  остается такой же, что и для усилителя рис. 1 при оптимальной переходной характеристике пары каскадов. Но в данном случае может быть получен значительно больший

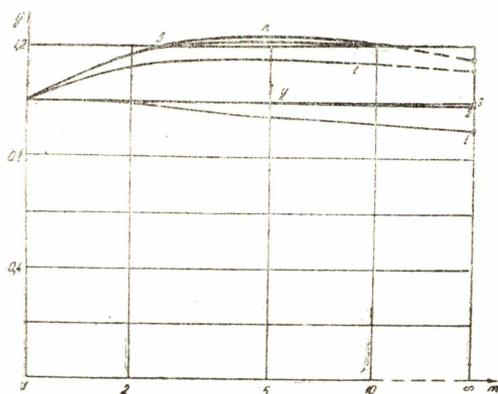


Рис. 5. Зависимость  $\lambda = f(m)$  и  $y = f(m)$  для двухкаскадного усилителя с параллельной обратной связью при усилении прямоугольных импульсов. Кривая 1—при  $\xi = 5$ , кривая 2—при  $\xi = 15$ , кривая 3—при  $\xi = 50$ .

выигрыш в выходном напряжении, который зависит от величины сопротивления  $R_2$ . Расчет величины  $\lambda$  в данном случае громоздкий и опускается как не имеющий принципиального значения. Предельные возможности схемы легко могут быть определены с достаточной точностью следующим путем. При  $m = \infty$  (т. е.  $R_3 = \infty$ ) первый каскад создает большой выброс, выражающийся сотнями процентов. Второй каскад имеет свойства реостатного с большой постоянной времени  $R_2 C$  и сглаживает выброс до 1%. Значит, и экспоненциальный импульс с  $T = R_2 C$  после усиления его первым каскадом дает на сетке второй лампы выброс всего 1%, с которым можно уже не считаться и использовать раствор ее сеточной характеристики полностью. Поэтому максимальное выходное напряжение, которое можно получить от данного усилителя при  $m = \infty$ , равно произведению  $\Delta I_{2\text{ макс}} \cdot R_2$  при условии, что время нарастания импульса не меньше, чем  $2,2 R_2 C$ .

## Выводы

1. Наибольшее выходное напряжение двухкаскадного усилителя с простой индуктивной коррекцией (при усилении диапазона частот) может быть получено при неодинаковых каскадах. Если частотная характеристика пары каскадов оптимальна, то выигрыш в выходном напряжении составляет 17%. Возможно получение несколько большего выходного напряжения, но ценой ухудшения формы частотной характеристики.

2. Выигрыш в выходном напряжении при усилении прямоугольных импульсов парой каскадов с взаимной импульсной компенсацией с параметрами, данными в [3], составляет 26%. Максимальный выигрыш может быть получен при усилении экспоненциального импульса с  $t_{y \text{ имп}} \geq 1,88 t_{y \text{ усил}}$  и равен 243%.

3. Наибольшее выходное напряжение в двухкаскадном усилителе с параллельной обратной связью может быть получено при  $m = \infty$  в случае усиления гармонического сигнала и  $m = 5-7$  при усилении прямоугольных импульсов. Величина выигрыша зависит от ширины полосы (времени нарастания) усилителя и составляет 15-30%.

4. Значение параметра  $m$ , при котором получается наибольшее выходное напряжение, не критично, и практически можно использовать значение  $m$  в интервале от 5 до  $\infty$ .

5. При  $m = \infty$  динамический раствор характеристики второй лампы используется полностью при усилении экспоненциальных импульсов с  $t_{\text{имп}} \geq R_2 C$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Войшвилло Г. В. Усилители низкой частоты на электронных лампах, Связь-издат, 1959.
2. Бялик Г. И. Ламповые широкополосные усилители, Госэнергоиздат, 1960.
3. Muller F. A. „High frequency compensation of RC amplifiers PIRE, № 8 1954.
4. Шашерин В. П. О принципах конструирования многокаскадных широкополосных и импульсных усилителей с коррекцией, Доклады юбилейной сессии ВНИТОРиЭ, посвященной 100-летию со дня рождения А. С. Попова, 1960.
5. Крейцер В. Л. Видеоусилители, изд-во „Сов. радио“, 1952.
6. Мохов Е. Н. Некоторые вопросы теории, расчета и высокочастотной коррекции каскада с катодной нагрузкой в режиме усиления импульсов (Кандидатская диссертация), МЭИС, 1957.
7. Лурье О. Б. Нестационарные процессы в широкополосных усилителях, ЖТФ XIX, вып. 8, 1948.