

## ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ ФИЛЬТРОМ

И. А. СУСЛОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

### Введение

Для неискаженного усиления импульсов большой длительности приходится в каждом каскаде видеоусилителя применять конденсаторы большой емкости в цепях катода, экранирующей сетки и в анодном фильтре. Это приводит к увеличению габаритов и стоимости усилителя. Одним из наиболее экономных решений является совмещение функций катодного, анодного и экранного фильтров. Такая задача может быть выполнена с помощью схемы рис. 1. Здесь конденсатор  $C_{\phi}$  закорачивает переменную составляющую экранного тока на катод, выполняя таким образом функции конденсатора экранного фильтра.

Одновременно он входит в состав анодного фильтра и позволяет осуществить фильтрацию напряжения анодного питания, развязку каскадов и коррекцию низких частот. Переменная составляющая анодного тока проходит в схеме рис. 1 через конденсатор  $C_{\phi}$  непосредственно на анодную нагрузку, минуя сопротивление  $R_k$ . Благодаря этому устраняется обратная связь по току, для чего в обычной

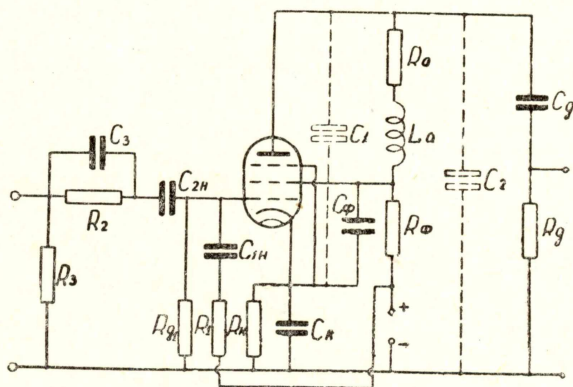


Рис. 1.

схеме служит конденсатор в катоде. Имея в виду указанное совмещение функций катодного, анодного и экранного конденсаторов, назовем схему рис. 1 усилителем с общим фильтром.

Схема рис. 1 впервые была описана Г. М. Цейдлером и Дж. Д. Ноэ [1]. Авторы назвали ее „пентриодным“ усилителем на том основании, что на высоких частотах лампа работает здесь как обычный пентод, а на низких—из-за конечного сопротивления конденсатора  $C_{\phi}$  на экранирующей сетке появляется переменный потенциал, как при триодном включении. Однако подобное же явление имеет место и в обычном реостатном каскаде. Поэтому „пентриодная“ работа не является характерной особенностью рассматриваемой схемы.

В [1] исследуется лишь частный случай, когда противосвязь за счет переменного потенциала на экранирующей сетке компенсируется соответствующим возрастанием анодной нагрузки и частотная характеристика становится равномерной вплоть до частоты  $\omega = 0^1$ ). При этом не учитывается действие переходной цепочки  $C_g R_g$ . Однако для видеоусилителей наибольший интерес представляет случай коррекции всех низкочастотных искажений, в том числе и обусловленных цепью  $C_g R_g$ .

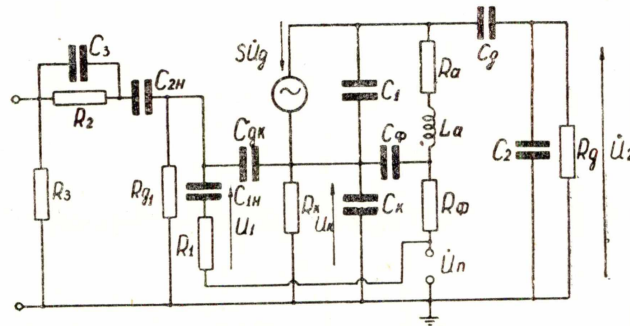


Рис. 2.

Эквивалентная схема рассматриваемого усилителя изображена на рис. 2. Здесь  $U_n$  — напряжение паразитной обратной связи, развиваемое выходными каскадами на зажимах источника анодного питания,  $C_2$  включает монтажную емкость на землю и входную емкость следующего каскада.

Опуская элементы, определяющие характеристики усилителя в области низких частот, запишем уравнения узловых потенциалов схемы рис. 2 для высоких частот

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 \cdot I \omega C_{gk} - \dot{U}_k j \omega C_{gk} &= \dot{I}_1, \\ -(S + j \omega C_{gk}) \dot{U}_1 + \dot{U}_k \left[ S + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{Z_a} + j \omega (C_k + \right. \\ &\left. + C_{gk}) \right] - \dot{U}_2 \frac{1}{Z_a} = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

$$-S \dot{U}_1 - \dot{U}_k \left( S + \frac{1}{Z_a} \right) + \dot{U}_2 \left( \frac{1}{Z_a} + j \omega C_2 \right) = 0,$$

где

$$\frac{1}{Z_a} = j \omega C_1 + \frac{1}{R_a + j \omega L_a}.$$

Коэффициент усиления схемы может быть найден из двух последних уравнений (1). Их можно упростить, пренебрегая проводимостью  $j \omega C_{gk}$  по сравнению с рядом стоящим  $S$ . Тогда эти уравнения перепишутся в виде:

$$\dot{U}_k \left( S + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{Z_a} + j \omega C_k \right) - \dot{U}_2 \frac{1}{Z_a} = S \dot{U}_1,$$

<sup>1)</sup> Совершенно аналогично можно компенсировать искажения, создаваемые цепью экранирующей сетки в реостатном каскаде.

$$-\dot{U}_k \left( S + \frac{1}{Z_a} \right) + \dot{U}_2 \left( \frac{1}{Z_a} + j\omega C_2 \right) = -S\dot{U}_1. \quad (2)$$

Из системы (2) получаем

$$K = -SR_a \cdot \frac{1 + j(\kappa + q)\Omega + j^2\kappa q\Omega^2}{1 + j[q + (1-x)m + 1 + (1-x)(\gamma - 1)]\Omega + \dots} \dots$$

$$\dots \frac{\dots}{+ j^2[\kappa + q + (1-x)xm + \kappa(1-x)(\gamma - 1)]\Omega^2 + j^3\kappa[q + (1-x)xm]\Omega^3}. \quad (3)$$

Здесь обозначено  $C_1 + C_2 = C_0$ ,  $\Omega = \omega C_0 R_a$ ,  $x = \frac{C_1}{C_0}$ ,

$$q = \frac{C_k R_k}{C_0 R_a}, \quad m = \frac{R_k}{R_a}, \quad \kappa = \frac{L_a}{C_0 R_a^2}, \quad \gamma = 1 + SR_k.$$

Из (3) следует, что на средних частотах (поскольку мы не учитываем элементов схемы, определяющих характеристики в области низких частот, то, следовательно, и при  $\Omega = 0$ ) коэффициент усиления равен  $K_0 = -SR_a$ . Таким образом, усиление на средних частотах будет одинаковым с усилением обычного каскада с заземленным катодом, т. е. обратная связь по току на средних частотах отсутствует. Однако она появляется на высоких частотах вследствие того, что ток, заряжающий паразитную емкость  $C_2$ , будет протекать через сопротивление  $R_k$ .

Положим в выражении (3) для простоты  $\kappa = 0$  и будем считать, что  $C_k$  образовано только паразитной емкостью, т. е.  $q \cong 0$ .

$$\text{Тогда } K = -\frac{SR_a}{1 + j\Omega[m + x + (1-x)\gamma]} = -\frac{SR_a}{1 + j\omega C_0 R_a[m + x + (1-x)\gamma]}$$

и комплексный коэффициент усиления будет таким же, как у обычного реостатного каскада, но с паразитной емкостью, увеличенной в  $m + x + (1-x)\gamma$  раз. В результате полоса пропускания усилителя заметно сокращается. Для устранения этого недостатка можно идти двумя путями: 1) увеличить корректирующую индуктивность и использовать конденсатор  $C_k$  в качестве дополнительного корректирующего элемента, 2) использовать  $C_k$  в качестве блокирующей емкости. В первом случае на сопротивлении  $R_k$  будет иметься переменный потенциал, влияющий на динамическую входную емкость каскада.

### Входная емкость усилителя рис. 1

Протекание высокочастотных компонент сигнала по сопротивлению  $R_k$  может привести к тому, что динамическая входная емкость усилителя рис. 1 будет отличаться от входной емкости лампы и потребуются соответствующее уточнение формулы (3) для  $K$ , полученной в предположении постоянства этой емкости.

Из системы уравнений (1) входная проводимость рассматриваемого усилителя получается равной:

$$Y_{вх} = \frac{i_1}{U_1} = j\omega C_{gk} \cdot \begin{vmatrix} \frac{1}{R_k} + j\omega(C_k + C_{gk}), & j\omega C_2 \\ -\left(\frac{1}{Z'_a} + j\omega C_1\right), & \frac{1}{Z'_a} + j\omega(C_1 + C_2) \end{vmatrix}. \quad (4)$$

Здесь  $Z'_a = R_a + j\omega L_a$ .

Из (4) видно, что как на низких ( $\omega \rightarrow 0$ ), так и на очень высоких ( $\omega \rightarrow \infty$ ) частотах входная проводимость каскада равна  $j\omega C_{gk}$  и динамическая емкость равна входной емкости лампы. В промежутке между этими крайними значениями должно иметь место уменьшение входной емкости за счет появления переменного потенциала на катоде.

Перепишем (4) в виде

$$Y_{вх} = j\omega C_{gk} \cdot \frac{1}{1 + \frac{S \cdot j\omega C_2}{\left[ \frac{1}{R_k} + j\omega(C_k + C_{gk}) \right] \left[ \frac{1}{Z'_a} + j\omega(C_1 + C_2) \right] + j\omega C_2 \left( \frac{1}{Z'_a} + j\omega C_1 \right)}}. \quad (5)$$

Второе слагаемое знаменателя входящей в (5) дроби значительно меньше первого, так как  $\frac{1}{R_k} \gg \omega C_2$ . Поэтому мы не сделаем большой ошибки, если дополним  $j\omega C_2 \left( \frac{1}{Z'_a} + j\omega C_1 \right)$  до  $j\omega C_2 \left[ \frac{1}{Z'_a} + j\omega(C_1 + C_2) \right]$ .

Тогда (5) переписывается в виде

$$Y_{вх} = j\omega C_{gk} \cdot \frac{1}{1 + \frac{S \cdot j\omega C_2}{\left[ \frac{1}{R_k} + j\omega(C_{gk} + C_2 + C_k) \right] \left[ \frac{1}{Z'_a} + j\omega(C_1 + C_2) \right]}} = \frac{1}{1 + A e^{j\psi}}. \quad (5')$$

При соблюдении строгости в выкладках необходимо было бы в выражении (5') выделить вещественную и мнимую части и найти затем динамическую входную емкость и активную проводимость. Однако такой путь приводит к громоздким выражениям<sup>1)</sup>. Поэтому мы ограничимся приближенной оценкой.

Величина  $A$  стремится к нулю как при  $\omega \rightarrow 0$ , так и при  $\omega \rightarrow \infty$ . Влияние дроби  $A e^{j\psi}$  будет наибольшим при максимуме  $A$ . Найдем

<sup>1)</sup> Подробные расчеты зависимости  $C_{вх}$  от частоты и параметров схемы приводятся в [2].

максимум  $A$ , пренебрегая для простоты наличием индуктивной коррекции в анодной цепи, т. е. полагая  $L_a = 0$ . При  $L_a = 0$

$$A^2 = \frac{S^2 R_k^2 (1-x)^2 \Omega^2}{[1+q^2(1+n)^2 \Omega^2][1+\Omega^2]}, \quad (6)$$

где  $n = \frac{C_{gk} + C_2}{C_k}$ ,  $x = \frac{C_1}{C_a}$ .

Приравняв нулю производную  $\frac{\partial A^2}{\partial \Omega^2}$ , получим  $\Omega_{\text{макс}}^2 = \frac{1}{q(1+n)}$  и

$$A_{\text{макс}} = \frac{S R_k (1-x)}{1+q(1+n)}.$$

При этом фазовый угол  $\psi_{\text{макс}}$  будет равным

$$\psi_{\text{макс}} = \frac{\pi}{2} - \arctg \sqrt{q(1+n)} - \arctg \frac{1}{\sqrt{q(1+n)}} = 0,$$

так как два последних угла дополняют друг друга до  $-\frac{\pi}{2}$ .

Таким образом, минимальная величина динамической входной емкости равна

$$C_{\text{вх. мин}} = \frac{C_{gk}}{1 + S R_k \cdot \frac{(1-x)}{1+q(1+n)}}.$$

При  $x = 0,2$ ,  $S R_k = 1,5$ ,  $q(1+n) = 1$  получаем, например

$$C_{\text{вх. мин}} = \frac{C_{gk}}{1,6}. \text{ Если при этом } C_{gk} \text{ составляет } 0,4 \text{ от общей емкости}$$

$C_0 = C_1 + C_{gk} + C_0'$  в анодной цепи, то последняя изменяется лишь на 15%.

### Анализ работы усилителя частотным методом

Ввиду сложности учета действия изменений входной емкости следующего каскада ограничимся анализом в предположении, что эта емкость постоянна. При этом остается справедливой формула (3) для комплексного коэффициента усиления. В соответствии с (3) выражение для нормированного коэффициента передачи будет

$$\begin{aligned} \dot{M} = \frac{\dot{K}}{K_0} &= \frac{1 + j(\kappa + q)\Omega + j^2 \kappa q \Omega^2}{1 + j[q + (1-x)m + 1 + (1-x)(\gamma-1)]\Omega + \dots} \\ &\dots \frac{\dots}{+ j^2 [\kappa + q + (1-x)xt + \kappa(1-x)(\gamma-1)] \Omega^2 + \dots} \\ &\dots \frac{\dots}{+ j^3 \kappa [q + x(1-x)m] \Omega^3} = \frac{1 + ja_1 \Omega + j^2 a_2 \Omega^2}{1 + jb_1 \Omega + j^2 b_2 \Omega^2 + j^3 b_3 \Omega^3}. \end{aligned} \quad (7)$$

Для определения оптимальных параметров коррекции, соответствующих „плоской“ частотной характеристике, получаем два уравнения

$$\kappa^2 + q^2 = [q + (1 - x)m + 1 + (1 - x)(\gamma - 1)]^2 - 2[\kappa + q + (1 - x)xt + \kappa(1 - x)(\gamma - 1)], \quad (8)$$

$$\kappa^2 q^2 = [\kappa + q + (1 - x)xt + \kappa(1 - x)(\gamma - 1)]^2 - 2\kappa[q + (1 - x)m + 1 + (1 - x)(\gamma - 1)] \cdot [q + x(1 - x)m]. \quad (9)$$

Первое из них изображается параболой, вершина которой соответствует  $\kappa = -[\gamma(1 - x) + x]$ . Систему уравнений (8), (9) можно решить графическим путем, задаваясь  $\kappa$  и вычисляя  $q$  из уравнений (8) и (9). На рис. 3 уравнения (8) и (9) представлены графически для области

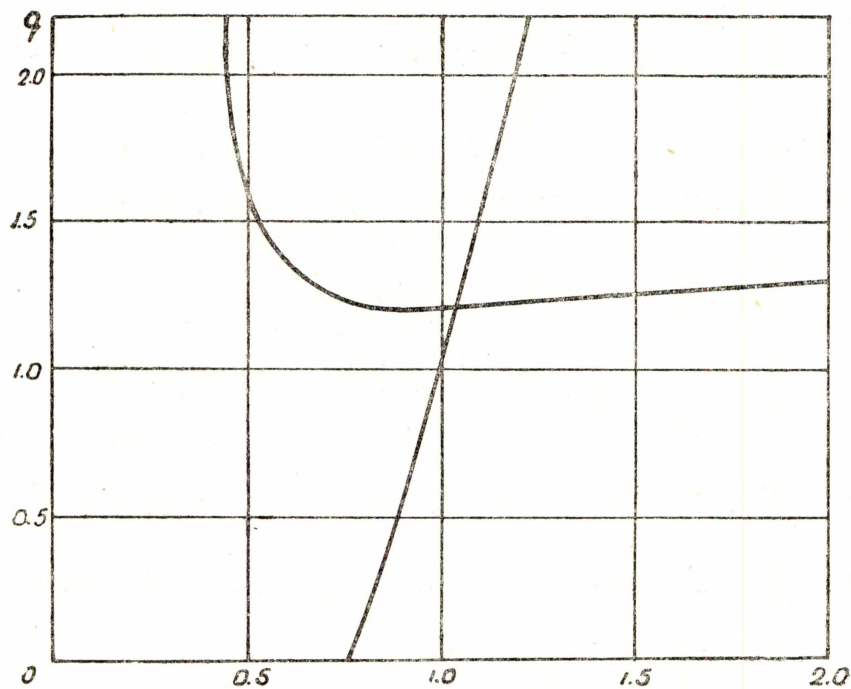


Рис. 3.

положительных значений параметров  $\kappa$  и  $q$ . Ход кривых рис. 3 показывает, что довольно быстро можно найти решение также методом последовательных приближений. Для этого, задаваясь  $\kappa$  порядка 1, вычисляем  $q$  из уравнения (9), а затем найденное  $q$  подставляем в уравнение (8) и определяем  $\kappa$ . Благодаря пологому ходу кривой 2 (уравнение (9)) и крутому наклону кривой 1 (уравнение (8)) уже первое приближение довольно близко к искомому решению системы (8), (9), а второго приближения оказывается вполне достаточно. При  $x = 0$ ,  $\gamma = 2,5$ ,  $m = 0,08$  оптимальные значения  $\kappa$  и  $q$  получились равными  $\kappa = 1,83$ ,  $q = 1,84$ . Соответствующая нормированная частотная характеристика, вычисленная по формуле

$$M = \sqrt{\frac{1 + A_1 \Omega^2 + A_2 \Omega^4}{1 + A_1 \Omega^2 + A_2 \Omega^4 + B_3 \Omega^6}},$$

где  $A_1 = a_1^2 - 2a_2$ ,  $A_2 = a_2^2$ ,  $B_3 = b_3^2$ , изображена на рис. 4 кривой 2.

При  $x = 0,5$ ,  $\gamma = 2,5$ ,  $m = 0,08$  имеем  $\kappa = 1,14$ ,  $q = 1,2$ . Частотная характеристика для этого случая изображена кривой 3 рис. 4. В идеальном случае, когда  $x = 1$ , т. е. вся емкость анодной цепи сосредоточена между анодом и катодом лампы данного каскада, числитель и знаменатель выражения (7) сокращаются на  $1 + jq\Omega$  и последнее становится равным

$$M = \frac{1 + j^2 \kappa \Omega}{1 + j\Omega + j^2 \kappa \Omega^2}, \quad (10)$$

т. е. совпадает с аналогичным выражением для схемы с параллельной индуктивной коррекцией (кривая 4, рис. 4). Этого и следовало ожидать, так как ввиду отсутствия емкости  $C_2$  обратная связь за счет тока, заряжающего эту емкость, отсутствует. Устранить обратную связь на высоких частотах, создаваемую током, заряжающим  $C_2$ , можно увеличением постоянной времени  $C_k R_k$  таким образом, чтобы было  $q \gg 1$ , например, выбирая в качестве  $C_k$  конденсатор емкостью 5000—10000 пф. При этом в знаменателе можно пренебречь членами, стоящими рядом с  $q$  (оставив лишь в  $b_2$  величину  $\kappa$ ), и выражение (7) снова сокращается на  $1 + jq\Omega$ , становясь одинаковым с (10).

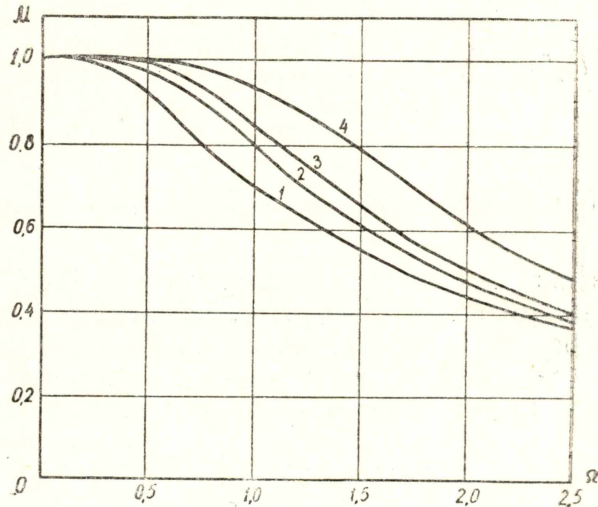


Рис. 4.

Таким образом, в схеме рис. 1 по сравнению с обычной схемой с простой коррекцией устраняются два конденсатора большой емкости, а усиление и полоса пропускания остаются прежними.

Серьезным недостатком рассматриваемого усилителя является его повышенная неустойчивость. Она связана с тем, что часть паразитного напряжения  $\dot{U}_n$  (рис. 2) поступает здесь с зажимов источника питания через  $R_\phi$  и  $C_\phi$  на сопротивление  $R_k$  в сеточную цепь первого каскада, в то время как при обычном включении анодного фильтра первый каскад не охватывается паразитной обратной связью. Указанный недостаток можно устранить с помощью описываемой ниже компенсации.

#### Повышение устойчивости усилителя с общим фильтром

Найдем напряжение  $U_2'$ , которое появляется на аноде первой лампы за счет связи через общий источник анодного питания. Опуская в эквивалентной схеме рис. 2 элементы, имеющие значение лишь для области высоких частот, и заменяя источник напряжения  $\dot{U}_n$  ге-

нератором тока  $\frac{\dot{U}_n}{R_\phi}$ , получаем (при  $\dot{U}_1 = 0$ ) следующие уравнения узловых потенциалов:

$$\begin{aligned}
\dot{U}_k \left( S + S_3 + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_{i3}} + j\omega C_\phi \right) - \dot{U}_3 \left( \frac{1}{R_{i3}} + j\omega C_\phi \right) &= 0, \\
-\dot{U}_k \left( S_3 + \frac{1}{R_{i3}} + j\omega C_\phi \right) + \dot{U}_3 \left( \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_\phi} + \frac{1}{R_{i3}} + \right. \\
\left. + j\omega C_\phi \right) - \dot{U}_2 \cdot \frac{1}{R_a} &= \frac{\dot{U}_n}{R_\phi}, \\
-S\dot{U}_k - \dot{U}_3 \cdot \frac{1}{R_a} + \dot{U}_2 \cdot \frac{1}{R_a} &= 0.
\end{aligned}$$

Отсюда

$$\dot{U}_2' = \dot{U}_n \cdot \frac{S + S_3 + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_{i3}} + \frac{SR_a}{R_{i3}} + j\omega C_\phi \left( 1 + SR_a \right)}{S + S_3 + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_{i3}} + \frac{R_\phi}{R_k R_{i3}} + j\omega C_\phi \left( 1 + \frac{R_\phi}{R_k} \right)}.$$

При  $\frac{R_\phi}{R_k} = SR_a$  имеем  $\dot{U}_2' = \dot{U}_n$ , напряжение паразитной обратной

связи передается ко входу второго каскада так же, как при отсутствии анодного фильтра, т. е. оказывается в десятки раз большим, чем в реостатном усилителе с одинаковыми параметрами.

Коэффициент передачи напряжения от сетки к аноду в схеме ис. 2 для области низких частот равен

$$K_{12} = \frac{\frac{S}{R_k} \left( \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_\phi} + \frac{1}{R_{i3}} \right) + \frac{S}{R_\phi R_{i3}} + \frac{S}{R_k R_a} + j\omega C_\phi S \left( \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_\phi} \right)}{\frac{1}{R_a R_\phi} \left[ S + S_3 + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_{i3}} + \frac{R_\phi}{R_k R_{i3}} + j\omega C_\phi \left( 1 + \frac{R_\phi}{R_k} \right) \right]}.$$

Пересчитывая  $U_2'$  от анода к сетке первого каскада, получим

$$\dot{U}_{2n} = \frac{\dot{U}_2'}{K_{12}} = -\dot{U}_n.$$

$$\begin{aligned}
&\frac{\frac{1}{R_a R_\phi} \left[ S + S_3 + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_{i3}} + \frac{SR_a}{R_{i3}} + j\omega C_\phi \left( 1 + SR_a \right) \right]}{\frac{S}{R_k} \left( \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_\phi} + \frac{1}{R_{i3}} \right) + \frac{S}{R_\phi R_{i3}} + \frac{S_3}{R_k R_a} + j\omega C_\phi S \left( \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_\phi} \right)} = \\
&= -\dot{U}_n \cdot \frac{a + j\omega b}{C + j\omega d}. \quad (11)
\end{aligned}$$

Для компенсации напряжения обратной связи применим цепочку  $R_1 C_{1н} C_{2н} R_2$  (рис. 1). Здесь  $R_3 \ll R_2 \ll R_{g1}$ ,  $R_3$  служит для того, чтобы усилитель не возбуждался при отключении источника сигнала. Конденсатор  $C_3$  вместе с  $R_2$  образует плечо компенсированного делителя, другое плечо которого состоит из  $R_{g1}$  и входной емкости. Таким образом устраняется опасность больших искажений на высоких частотах за счет  $R_2$ .



Напряжение, снимаемое с компенсирующей цепи, равно

$$\begin{aligned} \dot{U}_{n1} &= \dot{U}_n \cdot \frac{\frac{1}{R_2} + j\omega C_{2н}}{\left(1 + \frac{C_{2н}}{C_{1н}}\right) \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} = \\ &= \dot{U}_n \cdot \frac{A + j\omega B}{C + j\omega D}. \end{aligned} \quad (12)$$

Компенсация обратной связи в первом каскаде имеет место, если  $\dot{U}_{n1} - U_{n2} = 0$  на всех частотах. Для этого нужно, чтобы

$$\frac{a}{c} = \frac{A}{C}, \quad \frac{b}{d} = \frac{B}{D} \quad \text{и} \quad \frac{a}{b} = \frac{A}{B}. \quad (13)$$

Подставляя в (13) значения соответствующих коэффициентов из (11) и (12), находим соотношения для расчета параметров компенсирующей цепи.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{SR_a \cdot \frac{R_\phi}{R_k} - 1}{1 + SR_a} \cong \frac{R_\phi}{R_k} \cdot \frac{SR_a}{1 + SR_a} = \gamma, \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{C_{2н}}{C_{1н}} &= \frac{\frac{R_\phi}{R_k} \left[ \left( (S + S_3) R_{i3} + SR_a \right) + SR_a \left( \frac{R_{i3}}{R_k} + 1 \right) \right]}{\left[ \left( (S + S_3) R_{i3} + SR_a \right) + \left( \frac{R_{i3}}{R_k} + 1 \right) \right]} - \\ - 1 &\cong \frac{\frac{R_\phi}{R_k} \left[ \left( (S + S_3) R_{i3} + SR_a \right) + \frac{SR_a R_{i3}}{R_k} \right]}{\left[ \left( (S + S_3) R_{i3} + SR_a \right) + \frac{R_{i3}}{R_k} \right]} = \alpha, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} C_{2н} R_2 &= \frac{C_\phi R_{i3} (1 + SR_a)}{\left[ \left( (S + S_3) R_{i3} + SR_a \right) + \left( \frac{R_{i3}}{R_k} + 1 \right) \right]} \cong \\ &\cong \frac{C_\phi R_{i3} (1 + SR_a)}{\left[ \left( (S + S_3) R_{i3} + SR_a \right) + \frac{R_{i3}}{R_k} \right]} = \lambda. \end{aligned} \quad (16)$$

Предлагаемой компенсирующей цепью можно устранить паразитную обратную связь также в первых двух каскадах. Действительно, пересчитав напряжение обратной связи, имеющееся на аноде второй лампы к ее сетке, получим (полагая первые два каскада одинаковыми):

$$\dot{U}_2'' = -\dot{U}_n \cdot \frac{a + j\omega b}{c + j\omega d}.$$

Если первый каскад скорректирован по низким частотам, можно пренебречь искажениями в нем и пересчитать  $\dot{U}_2''$  к сетке первой лампы по формуле

$$\dot{U}_{n3} = -\frac{\dot{U}_2''}{K_0} = \frac{\dot{U}_n}{K_0} \cdot \frac{a + j\omega b}{c + j\omega d}$$

Условие компенсации будет тогда иметь вид

$$\dot{U}_{n1} + \dot{U}_{n3} - \dot{U}_{n2} = 0 \quad \text{или}$$

$$\frac{A + j\omega B}{C + j\omega D} - \left(1 - \frac{1}{K_0}\right) \frac{a + j\omega b}{c + j\omega d} = 0.$$

Отсюда

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{K_0}{K_0 - 1} \nu, \quad (14')$$

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{K_0}{K_0 - 1} \kappa. \quad (15')$$

Выражение для  $C_2 R_2$  остается прежним.

Вопросы низкочастотной коррекции усилителя рис. 1 были рассмотрены ранее [3]. Было показано, что усилитель с общим фильтром равноценен обычной схеме коррекции анодным фильтром, имеющей большую по сравнению с используемой емкостью фильтра и меньшее сопротивление  $R_\phi$ <sup>1)</sup>. Таким образом в усилителе рис. 1 не только отсутствуют отдельные емкости  $C_k$  и  $C_s$ , но и допускается уменьшение конденсатора  $C_\phi$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Zeidler H. M. and Noe J. D., Pentriode Amplifiers. P I R E, 1948, № 11.
2. У - В о н - Х о. Малогабаритный широкополосный усилитель. Дипломный проект, ТПИ, 1959.
3. Су с л о в И. А., Коррекция искажений вершин импульсов в усилительных каскадах с незаблокированным катодным сопротивлением при питании экранирующей сетки от анодного фильтра. Известия ТПИ, т. 86, 1958.

<sup>1)</sup> См. формулы (11) и (12) в [3].