

## ПОЛУЧЕНИЕ ГЛУБОКИХ ПРОТИВОСВЯЗЕЙ В РЕЗОНАНСНОМ УСИЛИТЕЛЕ МАЛОМОЩНОГО ПЕРЕДАТЧИКА

И. А. СУСЛОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

Получение глубоких противосвязей по высокой частоте в резонансных каскадах мало мощного передатчика связано с необходимостью применения специальных мер для обеспечения устойчивости при достаточных запасах. Известное затруднение представляет также введение напряжения обратной связи. Если это напряжение подается на вход с помощью простых схем, подобных используемым в апериодических усилителях, то регулировка глубины обратной связи приводит к изменению фазовых соотношений в усилителе, что осложняет его налаживание.

Указанное затруднение можно устранить, применяя для введения напряжения противосвязи вычитающий усилитель [1]. Напряжение на выходе такого усилителя равно

$$K_1(\dot{u}_1 - \dot{u}_\beta), \quad (1)$$

где  $\dot{u}_1$  — усиливаемое напряжение,  $\dot{u}_\beta$  — напряжение обратной связи и  $K_1$  — коэффициент усиления вычитающего каскада. Пусть  $\dot{u}_\beta = \beta \dot{u}_2$  и  $K_2$  — коэффициент усиления последующих каскадов, тогда

$$\dot{u}_2 = (\dot{u}_1 - \dot{u}_\beta) K_1 \cdot K_2 = \frac{\dot{u}_\beta}{\beta} \quad (2)$$

Из (1) и (2) получаем

$$K_c = \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} = \frac{K_1 K_2}{1 + \beta K_1 K_2} = \frac{K}{1 + \beta K}$$

т.е. обычное выражение для коэффициента усиления при противосвязи.

В качестве вычитающего усилителя удобнее использовать схему с катодной связью (рис. 1). Напряжения  $\dot{u}_1$  и  $\dot{u}_\beta$  в случае противосвязи имеют на частоте настройки передатчика одинаковую фазу. При глубокой обратной связи они сравнительно велики и мало отличаются друг от друга. Схема поэтому подобна катодному повторителю в отношении входного сопротивления и раствора динамической характеристики.

Для коррекции фазовых характеристик усилителя можно использовать частотно-зависимую противосвязь по току (контуры с пониженной добротностью в катоде). Такая коррекция удобна тем, что не требует дополнительных корректирующих каскадов.

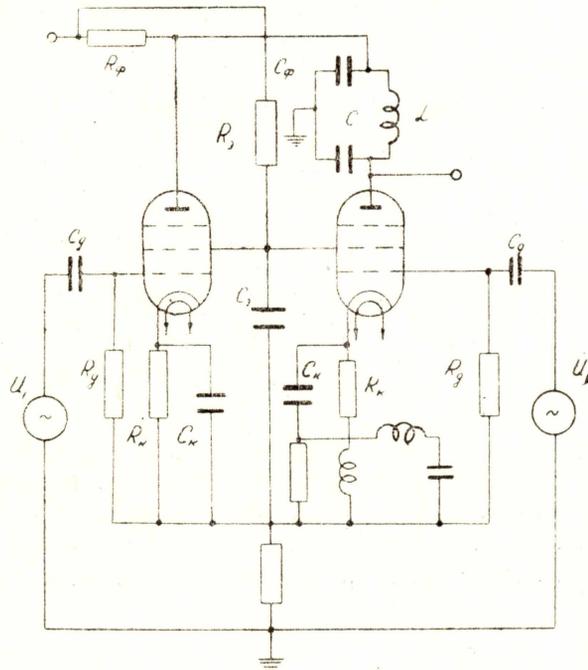


Рис. 1.

Для уменьшения числа дополнительных корректирующих каскадов желательно в вычитающем усилителе также применить коррекцию. Корректирующий контур следует включать между катодом лампы, на которую подается напряжение противосвязи, и общим катодным

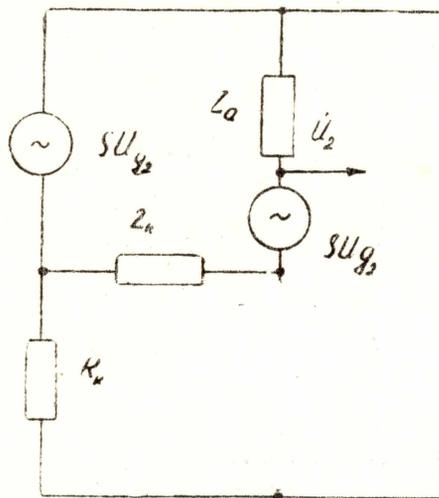


Рис. 2.

сопротивлением связи. Эквивалентная схема вычитающего усилителя при этом будет иметь вид, представленный на рис. 2.

Уравнения узловых потенциалов для этой схемы запишутся в виде:

$$\begin{aligned} \dot{u}_{k1} \left( S + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{Z_k} \right) - \dot{u}_{k2} \cdot \frac{1}{Z_k} &= S\dot{u}_1, \\ -\dot{u}_{k1} \cdot \frac{1}{Z_k} + \dot{u}_{k2} \left( S + \frac{1}{Z_k} \right) &= S\dot{u}_3, \\ -S\dot{u}_{k2} + \dot{u}_2 \cdot \frac{1}{Z_a} &= -S\dot{u}_3. \end{aligned}$$

Отсюда

$$\dot{u}_2 = \frac{SZ_a}{Z_k} \cdot \frac{\begin{vmatrix} S + \frac{1}{R_k} & \dot{u}_1 \\ -S & -\dot{u}_3 \end{vmatrix}}{S^2 + \frac{S}{R_k} + \frac{2S}{Z_k} + \frac{1}{Z_k R_k}},$$

где  $Z_a$  и  $Z_k$  — сопротивления анодного и катодного контуров.

Полученное выражение показывает, что включение корректирующего контура не отражается на работе усилителя с катодной связью в качестве вычитающего устройства. Из него следует далее, что коэффициент обратной связи повышается вычитающим усилителем

(рис. 1) в  $\frac{S + \frac{1}{R_k}}{S}$  раз.

Коэффициент усиления каскада с катодной коррекцией равен

$$K = \frac{SZ_a}{1 + SZ_k} \approx \frac{Z_a}{Z_k} = \frac{Z_{a0}}{Z_{k0}} \cdot \frac{1 + j\delta_k}{1 + j\delta_a}.$$

Здесь  $Z_{a0}$  и  $Z_{k0}$  — резонансные сопротивления,  $\delta_a$  и  $\delta_k$  — обобщенные расстройки  $\delta_a = Q_a \left( x - \frac{1}{x} \right)$ ,  $\delta_k = Q_k \left( x - \frac{1}{x} \right)$ ,  $Q_a$  и  $Q_k$  — добротности анодного и катодного контуров,  $x = \frac{f}{f_0}$  — относительная частота,  $f_0$  — частота настройки контуров.

Пусть волновые сопротивления контуров одинаковы и  $Q_k = \alpha Q_a = \alpha Q$ . Тогда

$$K = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{1 + j\alpha\delta}{1 + j\delta} \quad (3)$$

и фазовый сдвиг  $\varphi = \arctg \alpha\delta - \arctg \delta$ .

Если коррекция осуществляется в двух каскадах, то  $\varphi = 2\arctg \alpha\delta - 2\arctg \delta$ . Максимальный фазовый сдвиг найдем, приравняв нулю  $\frac{d\varphi}{d\delta}$ .

Получаем  $\delta = \frac{1}{\sqrt{\alpha}}$ . Пусть задан запас устойчивости

по фазе  $\Delta\varphi = \frac{\pi}{n}$ . Тогда

$$\varphi_{\text{макс}} = 2 \operatorname{arctg} \sqrt{\alpha} - 2 \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{\alpha}} = -\pi + \frac{\pi}{n}.$$

Углы  $\operatorname{arctg} \sqrt{\alpha}$  и  $\operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{\alpha}}$  дополняют друг друга до  $\frac{\pi}{2}$ . Заменяя  $\operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{\alpha}}$  через  $\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \sqrt{\alpha}$ , получим

$$\alpha = \left( \operatorname{tg} \frac{\pi}{4n} \right)^2.$$

Обычно корректирующий контур имеет значительно худшую добротность по сравнению с корректируемым и  $\alpha \ll 1$ . Поэтому  $\alpha \cong \frac{\pi^2}{16n^2}$ .

Сравним катодную коррекцию с результатами, которые даёт применение метода последовательного выключения каскадов [2]. Структурная схема усилителя, построенного по этому методу, представлена на рис. 3. Значком „+“ обозначены суммирующие каскады. Коэффициент усиления после первого суммирования равен

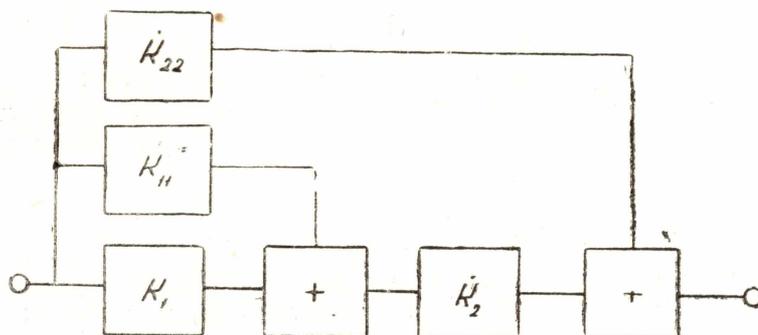


Рис. 3.

$$K_1 + K_{11} = \frac{K_{10}}{1+j\delta} + \frac{K_{110}}{1+j\varepsilon} \cong \frac{K_0 1(+j\gamma\delta)}{1+j\delta}. \quad (4)$$

Здесь  $\varepsilon$  — обобщенная расстройка аperiodического каскада  $K_{11}$ ,

$$K_0 = \frac{K_{10}}{K_{10} + K_{110}}, \quad \gamma = \frac{K_{110}}{K_{10} + K_{110}}.$$

Сравнивая (4) и (3), находим, что метод „выключения“ каскадов равноценен катодной коррекции, хотя схемное его осуществление гораздо сложнее.

Для коррекции характеристики выходного каскада можно использовать два каскада с аperiodическими нагрузками с симметрично расстроенными корректирующими контурами. При этом можно получить меньшее ослабление на частоте усиления и западание характеристики на частотах горбов связанных контуров выходного каскада. Для уменьшения противосвязи применяется неполное включение катодных контуров с таким коэффициентом включения  $p$ , чтобы глубина противосвязи на частоте передатчика была порядка 10. При  $p = 1$  получается большая потеря усиления, при малом  $p$  сокращается интервал расстроек, для которых коррекция достаточно эффективна.

Катодные контура корректирующих каскадов загружаются сопротивлениями, подключенными параллельно выходным отводам. Указанные сопротивления подбираются так, чтобы добротности корректирующих контуров были примерно равными средним добротностям контуров выходного каскада с учетом потерь на излучение и шунтирующего действия лампы на промежуточный контур.

Обобщенную расстройку для корректирующего контура с меньшей собственной частотой можно представить в виде

$$Q \left( \frac{\omega}{\omega_0 - \Delta} - \frac{\omega_0 - \Delta}{\omega} \right) = Q \left[ x \left( 1 + \frac{\Delta}{\omega_0} \right) - \frac{1}{x} \left( 1 - \frac{\Delta}{\omega_0} \right) \right] = \delta + \delta_0,$$

где  $\delta_0 = \frac{2\Delta}{\omega_0}$ .

При изменении  $x$  в пределах от 0,8 до 1,2 ( $\delta$  в этом случае при  $Q = 100$  меняется от  $-37$  до  $+37$ ) величина  $x + \frac{1}{x}$  меняется лишь на 1,5 %. Поэтому  $\delta_0$  можно считать постоянной. Аналогично для контура с большей собственной частотой получаем

$$Q \left( \frac{\omega}{\omega_0 + \Delta} - \frac{\omega_0 + \Delta}{\omega} \right) = \delta - \delta_0.$$

Мы пренебрегаем здесь изменениями  $Q$  при изменении  $x$ .

Уравнение частотно-фазовой характеристики двухкаскадного усилителя с корректирующими симметрично-расстроенными контурами будет

$$K_{кор} = K_{окор} [1 + j(\delta - \delta_0)][1 + j(\delta + \delta_0)].$$

Петлевое усиление усилителя с двумя резонансными каскадами, корректированными заглубленными контурами, и с двумя каскадами для коррекции выходной ступени равно

$$K \beta = \frac{K_0 (1 + j\alpha\delta)^2}{(1 + j\delta)^2} \cdot \frac{[(1 + j\delta_1)^2 + \delta_{10}]_2 \cdot \beta}{[(1 + j\delta_1)^2 + \eta^2] [(1 + j\delta)^2 + \delta_2^2]} = \frac{K_0 \beta (1 + j\alpha\delta)}{(1 + j\delta)^2 [(1 + j\delta_2)^2 + \delta_2^2]},$$

где  $\eta$  — параметр связи и  $\delta_1$  — средняя обобщенная расстройка контуров выходного каскада,

$$\delta_2 = \frac{\delta_1}{1 + p^2 Z_{p.кор} S}.$$

Таким образом, в результате коррекции характеристики выходного каскада заменяются характеристиками контуров с добротностями в  $1 + Sp^2 Z_{p.кор}$  раз худшими, а катодная коррекция в первых каскадах создает необходимый запас устойчивости по фазе. Для компенсации фазового сдвига в  $90^\circ$ , создаваемого выходным каскадом, необходимо ввести в схему фазовращатель.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Суслев И. А. Стабилизация фазы тока в антенне с помощью противосвязи, Труды СФТИ, вып. 37, 1959.
2. Полонников Д. Е. Широкополосные решающие (операционные) усилители, Автоматика и телемеханика, № 12, 1960.