

Р. А. Карпенко, ст. преп., С. В. Соловьев, студ.

**О ВЛИЯНИИ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ
НА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ
УСИЛИТЕЛЯ В ОБЛАСТИ ФЛИККЕР-ШУМОВ**

При работе усилителя от реактивных источников сигнала основным критерием чувствительности служит соотношение $c/\text{ш} = U_c^2/U_{\text{ш}}^2$, где U_c — напряжение сигнала, $\overline{U_{\text{ш}}^2}$ — средний квадрат напряжения шума, создаваемого усилительным элементом и входной цепью. Для повышения $C/\text{Ш}$ входную цепь делают высокоомной и $|Z_{\text{вх}}| \gg |Z_{\text{ист}}|$. Однако в схемах на германиевых транзисторах высокоомные резисторы на входе не обеспечивают температурную стабилизацию усилителя.

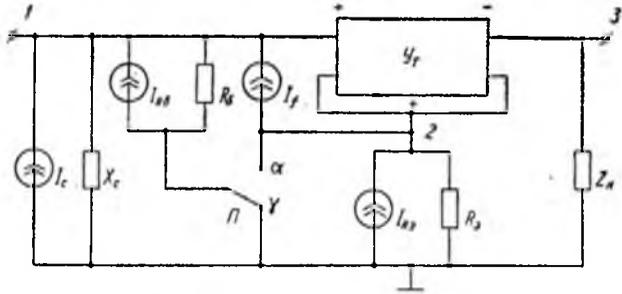
Высокое входное сопротивление усилителя при низкоомных резисторах в цепи постоянного тока можно получить, применяя их для параллельной положительной обратной связи (ОС) по переменному току. Исследуем влияние этой ОС на $C/\text{Ш}$ усилителя.

Эквивалентная схема усилителя с последовательной отрицательной ОС представлена на рисунке, в положении переключателя Π_{α} положительная ОС включена, в положении Π_{γ} выключена (Y_T — транзистор).

Для упрощения анализа полагаем, что $|Z_{\text{н}}| \rightarrow 0$ (например, каскодное включение резисторов), а шумы транзистора в области низких частот определяются фликкер-шумами, когда взаимной корреляцией источников шума можно пренебречь. Согласно методу обобщенных узловых напряжений входное ($Z_{\text{вх}}$) и проходные

сопротивления ($Z_{пр}$) схемы выражаются через алгебраические дополнения и определитель матрицы проводимости схемы [2]

$$\frac{U_c^2}{\bar{U}_{ш}^2} = \frac{i_c^2 Z_{вх}^2}{\bar{i}_{R_6}^2 \cdot Z_{пр6}^2 + \bar{i}_{R_3}^2 \cdot Z_{пр3}^2 + \bar{i}_f^2 \cdot Z_{прf}^2}, \quad (1)$$



где

$$\begin{aligned} Z_{вх} &= U_{1c}/i_c = \Delta_{11}/\Delta; & Z_{пр6} &= U_{16}/\sqrt{\bar{i}_{R_6}^2}; \\ Z_{пр6 \alpha} &= (\Delta_{11 \alpha} - \Delta_{21 \alpha})/\Delta_{\alpha}; & Z_{пр6 \gamma} &= Z_{вх \gamma}; \\ Z_{пр3} &= U_{13}/\sqrt{\bar{i}_{R_3}^2} = \Delta_{21}/\Delta; & Z_{прf} &= U_{1f}/\sqrt{\bar{i}_f^2}; \\ Z_{прf \alpha} &= Z_{пр6 \alpha}; & Z_{прf \gamma} &= (\Delta_{11 \gamma} - \Delta_{21 \gamma})/\Delta_{\gamma}; \end{aligned}$$

i_c , U_{1c} — ток и напряжение сигнала на входе усилителя; $\bar{i}_{R_6}^2$, $\bar{i}_{R_3}^2$, \bar{i}_f^2 — средние квадраты шумового тока соответственно резисторов R_6 , R_3 и источника фликкер-шумов транзистора [1]; U_{16} , U_{13} , U_{1f} — напряжения шумов, приведенные ко входу усилителя.

Для оценки влияния положительной ОС на С/Ш усилителя полагаем, что можно пренебречь шумами R_3 по сравнению с шумами R_6 . С учетом формулы Найквиста для $\bar{i}_{R_6}^2$, $\bar{i}_{R_3}^2$ и (1) это приводит к требованию выполнения неравенства $R_6/R_3 \ll (Z_{пр6}/Z_{пр3})^2$. Соответственно для рисунка в положениях α и γ получим

$$(Z_{пр6}/Z_{пр3})_{\alpha}^2 = (Y_{21} + Y_{22} + Y_3)^2 / (Y_{11} + Y_{12} + Y_6)^2; \quad (12)$$

$$(Z_{пр6}/Z_{пр3})_{\gamma}^2 = [1 + Y_{21} + Y_3 + (Y_{22}) / (Y_{11} + Y_{12})]^2, \quad (13)$$

где Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} — проводимости транзистора Y_T для схемы с общим эмиттером.

Для биполярных транзисторов $Y_{12} \ll Y_{11}$, $Y_{22} \ll Y_{21}$, а также можно принять $Y_{21} \approx 1/r_s$, где r_s — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода; β — коэффициент передачи по току транзистора. С учетом этого получаем необходимое условие пренебре-

жения шумом R_3

$$(R_6/R_3)_\alpha \ll [\beta(1+r_3/R_3)/(1+\beta r_3/R_3)]^2.$$

Для $\beta r_3 \gg R_6$; это эквивалентно условию $R_3 \gg r_3$. Принято [1] на эквивалентной шумовой схеме транзистора источник шумового тока i_f включать параллельно входу транзистора. Поэтому для (см. рисунок) $(Z_{пр6}/Z_{пр})^2_\alpha = 1$.

Шумы, приведенные ко входу усилителя,

$$U_{ш} \cdot 10^{-9} \text{ В}/\sqrt{\Gamma_{ц}}$$

С _{якв} , мкФ	R _{6α} , кОм	R _{6γ} , кОм	R _{вх} , кОм	F, кГц			
				0,1	0,2	1	2
$U_{ш}$							

Одиночный транзистор $R_3=300$ Ом

0,03	1,5	3,3	3	55	39	16	10
			3	59	40	17	10

Составной транзистор $R_3=300$

0,03		3,3	3	61	38	19	14
0,03		43	33	85	56	19	14
0,001		43	33	89	62	34	26
0,001	110	200	100	157	116	56	36
			100	194	139	64	39

Для инфранизких частот, где преобладают фликкер-шумы,

$$\begin{aligned} (Z_{вх}/Z_{пр})^2_\alpha / (Z_{вх}/Z_{пр})^2_\gamma &= [1 + Y_6 / (Y_{21} + Y_{11} + Y_3)]^2 \approx \\ &\approx (1 + r_3 \cdot R_3 / (r_3 + R_3) R_6)^2. \end{aligned} \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что применение схемы α целесообразно для области фликкер-шумов при малых R_6 .

Поскольку влияние фликкер-шумов максимально при $X_c \rightarrow \infty$ [1], а температурная стабилизация предполагает уменьшение R_6 при неизменной $|Z_{вх}|$, то был проведен эксперимент для этих условий. При этом $R_{6\alpha}$ выбиралось из условия, что $R_{6\alpha} \approx R_{6\gamma}$, т. е. $Y_{6\gamma} = Y_{6\alpha} \cdot Y_3 / (Y_3 + Y_{21})$. Для этого условия справедливо равенство

$$(Z_{пр\alpha})^2 / (Z_{пр\gamma})^2 = [1 + Y_{6\alpha} Y_{11} / (Y_3 + Y_{21})(Y_{11} + Y_{6\alpha})]^2; \quad (7)$$

для $Y_{11} \gg Y_6$

$$(Z_{пр\alpha})^2 / (Z_{пр\gamma})^2 \approx [1 + r_3 R_3 / (r_3 + R_3) R_{6\alpha}]^2; \quad (7a)$$

для $Y_{11} \ll Y_6$

$$(Z_{пр\alpha} / Z_{пр\gamma})^2 \approx [1 + R_3 / \beta (r_3 + R_3)]^2. \quad (76)$$

Для γ (см. рисунок)

$$\begin{aligned} (Z_{пр6}/Z_{пр})^2_\gamma &= [1 + Y_{11} / (Y_{21} + \\ &+ Y_3)]^2 \approx [1 + R_3 / \beta (R_3 + \\ &+ r_3)]^2. \end{aligned} \quad (4)$$

Соответственно для α (рисунок)

$$\begin{aligned} (Z_{вх}/Z_{пр6})^2_\alpha &= [1 + (Y_6 + \\ &+ Y_{11}) / (Y_{21} + Y_3)]^2 \approx \\ &\approx [1 + (1 + \beta r_3 / R_6) / \beta (1 + \\ &+ r_3 / R_3)]^2. \end{aligned} \quad (5)$$

Для γ (см. рисунок) $(Z_{вх}/Z_{пр6})^2_\gamma = 1$.

Шумы усилителя (см. рисунок) на одиночных и составных малошумных транзисторах П27 измерялись в полосе частот $\Delta F = 4$ Гц спектроанализатором в диапазоне частот $0,1 \div 2$ кГц при различных эквивалентах источника сигнала $C_{\text{экв}}$ (см. таблицу).

Анализ данных таблицы показывает:

1. Введение положительной обратной связи при неизменном входном сопротивлении ($R_{\text{вх}} = 3$ кОм) практически не увеличивает шумы усилителя в диапазоне частот: незначительное увеличение шумов на частоте 100 Гц объясняется увеличением влияния фликкер-шумов (согласно (76)).

2. Применение составных транзисторов при малом R_6 приводит к незначительным изменениям уровня шумов по сравнению с одиночным транзистором, так как $i_{j\text{сост}} \approx i_{j_1} + i_{j_2}/\beta$; $\beta_{\text{сост}} \approx \beta_1\beta_2$. При этом (76) $\rightarrow 1$; $i_{j\text{сост}}^2 \approx i_{j\text{один}}^2$.

3. Увеличение $Z_{\text{вх}}$ за счет большего R_6 преобладает над возрастанием шумов транзисторов ($R_{\text{вх}} = 3$ кОм, $R_{\text{вх}} = 33$ кОм, составной транзистор), что улучшает $C/\text{Ш}$.

4. Применение положительной ОС в схеме на составных транзисторах при больших R_6 ($R_{\text{вх}} = 100$ кОм) приводит к большему увеличению шумов усилителя по сравнению с одиночным транзистором, так как правочленно (7а) $>$ (7б); с учетом того, что $r_{\text{э сост}} \gg \gg r_{\text{э один}}$, (7а)_{сост} \gg (7а)_{один}.

5. Применение положительной ОС в схемах на одиночных и составных транзисторах при неизменном входном сопротивлении позволяет уменьшить R_6 , что повышает температурную стабильность схемы при незначительном увеличении шумов. В рассмотренном примере $R_{6\alpha} \leq 0,5 R_{6\gamma}$, $U_{ш\alpha} \leq 1,2 U_{ш\gamma}$.

1. Жалуд В., Кулешов В. Шумы в полупроводниковых устройствах. М., Сов. радио, 1977, с. 81—83. 2. Трохименко Я. К. Радиоприемные устройства на транзисторах. Киев, Техніка, 1972. 77 с.

Поступила в редакцию 10.09.79

R. A. Karpenko, S. V. Solowjov

ABOUT THE INFLUENCE OF POSITIVE FEEDBACK ON THE AMPLIFIER SENSIBILITY IN THE FLICKERNOISE REGION

Comparative analysis for two scheme of amplifiers with feedback is done. Results of experimental measurements are given.