

## Линейные искажения в усилителях переменного сигнала

Напомним, что под переменными сигналами понимаются такие, которые имеют относительно большие скорости изменения или малое время существования и не содержат постоянных составляющих.

В усилителях переменных сигналов допустимо использование на пути распространения сигнальных токов и напряжений разделительных конденсаторов  $C_p$ . Кроме того, в них могут применяться блокировочные конденсаторы  $C_b$ , исключая влияние на распределение сигнальных потенциалов участков цепи, зашунтированных этими конденсаторами. Таким образом, под усилителями переменных сигналов понимаются такие, в схемах которых применены разделительные и блокировочные конденсаторы. При составлении эквивалентных схем для переменного тока эти конденсаторы заменяются короткими замыканиями.

Синтез схемы каскада переменного сигнала осуществляется в несколько этапов. В ходе выполнения первых из них проводится выбор его структуры и номиналов элементов с точки зрения обеспечения заданного режима работы на постоянном токе. При этом независимо от предполагаемой схемы включения транзистора по переменному току, за основу принимается схема с фиксированным током эмиттера. На следующем этапе в схему вводятся разделительные и блокировочные конденсаторы, с помощью которых формируется требуемая схема включения транзистора на переменном токе. Способы подключения блокировочных конденсаторов при организации схем ОЭ, ОК и ОБ иллюстрирует рис. 1. При этом, в ряде случаев для повышения стабильности и определенности свойств каскада ОЭ на переменном токе в эмиттерную цепь его транзистора включают дополнительное сопротивление  $R_F$ .

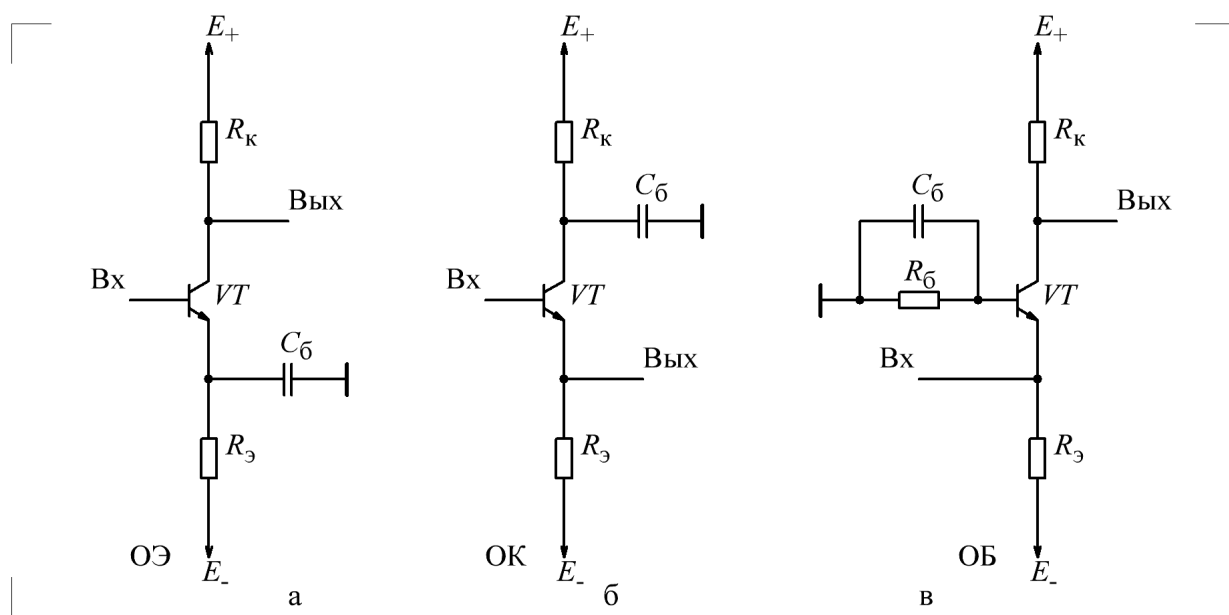


Рис. 1

На низких частотах выполнить условие пренебрежимо малого значения сопротивлений конденсаторов  $C_p$  и  $C_b$  не удастся, в результате чего в каскаде возникают низкочастотные искажения, а при прохождении прямоугольного импульса большой длительности происходит спад вершины импульса, возникающий вследствие того, что каскад не способен передавать постоянные напряжения. Для снижения этих искажений требуется увеличение емкостей конденсаторов  $C_p$  и  $C_b$ , что не всегда выполнимо по конструктивным и экономическим соображениям. Поэтому номиналы емкостей этих конденсаторов выбирают исходя из предельно допустимых частотных или переходных искажений.

Рассмотрим основные соотношения, с помощью которых осуществляют выбор значения емкостей конденсаторов  $C_p$  и  $C_b$ . В основу этих соотношений положена взаимозависимость между спадами  $\varepsilon_p$  и  $\varepsilon_b$  нормированной АЧХ разделительной и блокировочной цепей со значениями емкости конденсатора  $C_p$  и  $C_b$  соответственно.

Конденсатор  $C_p$  объединяет на переменном токе два зажима многополюсной цепи, разделяя их на постоянном (делает взаимонезависимыми постоянные потенциалы этих полюсов). Эквивалентная схема сигнальной цепи, содержащей разделительный конденсатор, приведена на рис. 2. При этом рис. 2а соответствует случаю, когда сигнальные изменения представлены с помощью генератора тока, а рис. 2б – 2с помощью генератора напряжения. Оба представления взаимно эквивалентны.

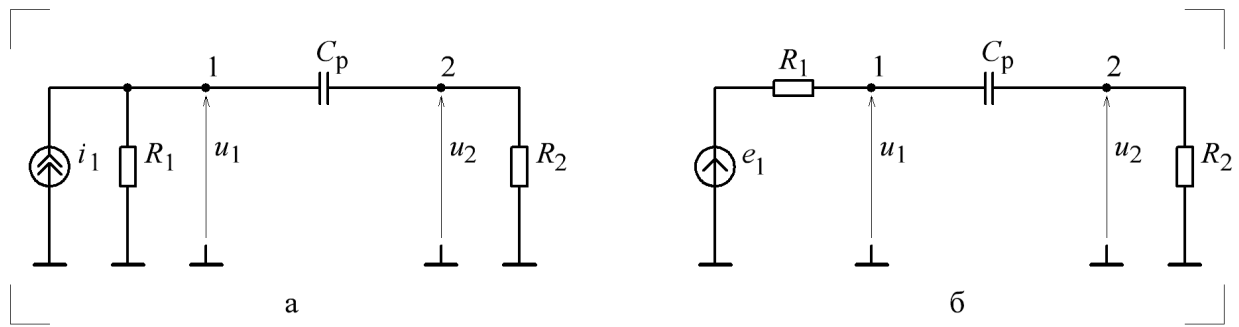


Рис. 2

Рассмотрение передаточных свойств этой цепи рис. 2 на участке 1-2 в частотной области показывает, что нормированная амплитудно-частотная характеристика этой разделительной цепи определяется соотношением:

$$M_p(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f \tau_p)^2}},$$

где  $\tau_p = C_p(R_1 + R_2)$  постоянная времени разделительной цепи. На основании этого соотношения можно сформулировать требование к значению емкости конденсатора  $C_p$ , при которой на нижней граничной частоте  $f_H$  спад  $\varepsilon_H$  нормированной амплитудно-частотной характеристики  $M_p$  (НАЧХ) не превосходил бы  $\varepsilon_H = 1 - M_p$ :

$$C_p(f) \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_1 + R_2) \sqrt{\frac{1}{(1 - \varepsilon_H)^2} - 1}}.$$

Конденсаторы  $C_6$  в области низких частот не могут оказать достаточного блокирующего действия, в результате чего цепь заземления общего провода транзистора не имеет нулевого сопротивления и схемы ОЭ, ОК и ОБ выступают в роли схем с незаземленным общим электродом, т. е. каскадов ОЭ<sub>F</sub>, ОК<sub>F</sub> и ОБ<sub>F</sub>. В этих схемах в цепи общего электрода оказывается включенным комплексное сопротивление

$$Z_F = X_6 \parallel R_F = \frac{R_F}{1 + j 2\pi f \tau_6}, \quad (1)$$

где  $R_F$  – резистивное сопротивление внешней по отношению к транзистору цепи, шунтируемой конденсатором  $C_6$ ;  $X_6 = 1 / (j 2\pi f C_6)$ ,  $\tau_6 = C_6 R_F$  – постоянная времени блокировочной цепи. Для схемы ОЭ<sub>F</sub> (рис. 1а)  $R_F = R_3$ , для ОК<sub>F</sub> (рис. 1б)  $R_F = R_K$ . Для каскада ОБ<sub>F</sub>,  $R_F = R_{дел}$ , где  $R_{дел} = R_1 \parallel R_2$ .

Вследствие ненулевого значения сопротивления  $Z_F$  в области низких частот коэффициенты усиления каскадов меньше номинальных ( $K_0$ ), и НАЧХ  $M(f)$  имеет дополнительный спад  $\varepsilon_{\sigma}(f)$ . Найдем связь между емкостью блокировочного конденсатора и спадом НАЧХ.

Для транзисторного каскада НАЧХ записывается в виде

$$M(jf) = \frac{1}{F(jf)} = \frac{1}{1 + gZ_F(jf)}.$$

Подставим вместо  $Z_F(jf)$  выражение (1), получим

$$M(jf) = \frac{1}{1 + gR_F / (1 + j2\pi f \tau_{\sigma})} = \frac{1 + j2\pi f \tau_{\sigma}}{1 + j2\pi f \tau_{\sigma} + gR_F}.$$

Домножим числитель и знаменатель на число, комплексно сопряженное знаменателю. Получим

$$\begin{aligned} M(jf) &= \frac{(1 + j2\pi f \tau_{\sigma})[(1 + gR_F) - j2\pi f \tau_{\sigma}]}{[(1 + gR_F) + j2\pi f \tau_{\sigma}][(1 + gR_F) - j2\pi f \tau_{\sigma}]} = \frac{1}{1 + \frac{gR_F}{1 + j2\pi f \tau_{\sigma}}} = \\ &= \frac{1}{1 + j2\pi f \tau_{\sigma} + gR_F} = \frac{(1 + j2\pi f \tau_{\sigma})}{(1 + gR_F) + j2\pi f \tau_{\sigma}}. \end{aligned}$$

Введем обозначения  $a = 1 + j2\pi f \tau_{\sigma}$ ,  $b = j2\pi f \tau_{\sigma}$ . Тогда

$$\begin{aligned} M(jf) &= \frac{1 + jb}{a + jb} = \frac{(1 + jb)(a + jb)}{(a + jb)(a - jb)} = \frac{a + jab - jb + b^2}{a^2 + b^2} = \frac{(1 + b^2) + jb(a - 1)}{a^2 + b^2} = \\ &= \frac{1 + b^2}{a^2 + b^2} + j \frac{b(a - 1)}{a^2 + b^2}. \end{aligned}$$

Модуль нормированного коэффициента передачи

$$\begin{aligned} M(f) &= \sqrt{\frac{(1 + b^2)^2 + b^2(a - 1)^2}{(a^2 + b^2)^2}} = \frac{1}{a^2 + b^2} \sqrt{(1 + b^2)^2 + b^2(a - 1)^2} = \\ &= \frac{1}{a^2 + b^2} \sqrt{a^2 + 2ab^2 + b^4 + b^2(a^2 - 2a + 1)} = \\ &= \frac{1}{a^2 + b^2} \sqrt{a^2 + 2ab^2 + b^4 + a^2b^2 - 2b^2a + b^2} = \\ &= \frac{1}{a^2 + b^2} \sqrt{a^2 + b^2 + b^2(a^2 + b^2)} = \sqrt{\frac{b^2 + 1}{a^2 + b^2}}. \end{aligned}$$

Заменяем  $a$  и  $b$  их значениями, получаем модуль нормированной амплитудно-частотной характеристики

$$M(f) = \sqrt{\frac{(2\pi f \tau_{\sigma})^2 + 1}{(1 + gR_F)^2 + (2\pi f \tau_{\sigma})^2}}$$

и спад нормированной амплитудно-частотной характеристики

$$\varepsilon(f) = 1 - M(f) = 1 - \sqrt{\frac{(2\pi f \tau_{\sigma})^2 + 1}{(1 + gR_F)^2 + (2\pi f \tau_{\sigma})^2}}. \quad (2)$$

Для схем ОЭ  $g = g_{21}$ , ОК  $g = g_{22}$ , ОБ<sub>F</sub>  $g = g_{11}$ . Обычно  $g_{21} \gg g_{11} \gg g_{12}$ , вследствие чего наиболее заметно рассматриваемые процессы проявляются в схеме ОЭ, в меньшей степени в – схеме ОБ<sub>F</sub> и практически незаметны при включении ОК. Поэтому выбор номиналов блокирующих конденсаторов на основании допустимых значений ее осуществляют только при построении схем ОЭ и ОБ.

Для нахождения емкости блокировочного конденсатора, обеспечивающего на нижней граничной частоте  $f_H$  спад нормированной амплитудно-частотной характеристики  $\varepsilon_H$  вновь воспользуемся обозначениями

$$a = 1 + j 2\pi f \tau_{\sigma}, b = j 2\pi f \tau_{\sigma}.$$

В этих обозначениях емкость конденсатора «спрятана» в постоянной времени  $\tau_{\sigma} = C_{\sigma} R_F$ .

Следовательно из выражения  $1 - \varepsilon = \sqrt{\frac{b^2 + 1}{a^2 + b^2}}$ , соответствующего (2), следует найти  $b$ . Возводим обе части равенства в квадрат, решаем полученное равенство относительно  $b^2$  и вычисляем квадратный корень. Получаем

$$b = \sqrt{\frac{a^2 - \frac{1}{(1 - \varepsilon)^2}}{1 - (1 - \varepsilon)^2}}.$$

Раскрываем выражения для  $a$  и  $b$

$$2\pi f_H R_F C_{\sigma} = \sqrt{\frac{(1 + gR_F)^2 - \frac{1}{(1 - \varepsilon_H)^2}}{1 - (1 - \varepsilon_H)^2}}.$$

Отсюда искомая емкость блокировочного конденсатора

$$C_{\bar{6}} = \frac{1}{2\pi f_H R_F} \sqrt{\frac{(1 + gR_F)^2 - \frac{1}{(1 - \epsilon_H)^2}}{1 - (1 - \epsilon_H)^2}}$$

Для схемы ОЭ

$$C_{\bar{6}} = \frac{1}{2\pi f_H R_{\bar{3}}} \sqrt{\frac{(1 + gR_F)^2 - \frac{1}{(1 - \epsilon_H)^2}}{1 - (1 - \epsilon_H)^2}}$$

Зачастую в схеме ОЭ в цепи эмиттера используется более сложная цепь, нежели просто параллельное включение резистора и конденсатора. Например с целью увеличения верхней граничной частоты каскада последовательно с конденсатором устанавливается еще один резистор, как показано на рис. 3

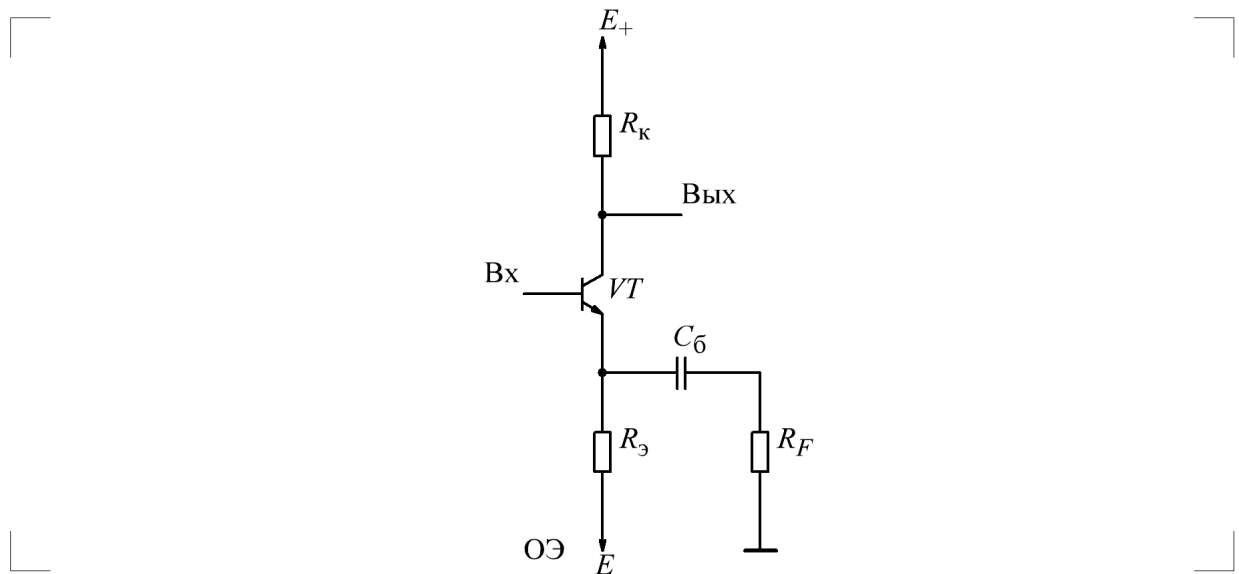


Рис. 3

Такое включение  $R_{\bar{3}}$ ,  $R_F$  и  $C_{\bar{6}}$  приводит к уменьшению постоянной времени блокировочной цепи в  $F = 1 + g_{21} R_F$  раз, а емкость блокировочного конденсатора может быть уменьшена во столько же раз:

$$C_{\bar{6}} = \frac{1}{2\pi f_H R_{\bar{3}} (1 + g_{21} R_F)} \sqrt{\frac{(1 + gR_F)^2 - \frac{1}{(1 - \epsilon_H)^2}}{1 - (1 - \epsilon_H)^2}}$$

Для включения ОБ

$$C_{\delta} = \frac{1}{2\pi f_H R_{\delta}} \sqrt{\frac{(1 + gR_F)^2 - \frac{1}{(1 - \varepsilon_H)^2}}{1 - (1 - \varepsilon_H)^2}}$$

В любом усилительном каскаде, не являющимся УПТ, т. е. с АЧХ имеющей спад в области низких частот, возникают переходные искажения. Эти искажения связаны с тем, что усилители переменных сигналов не способны передавать постоянные и медленно меняющиеся сигнальные напряжения. В частности, если в схемах рис. 2 сигнальный ток  $i_1$  или сигнальное напряжение  $e_1$  имеют вид скачка тока или напряжения, то напряжение  $u_2$  на выходе разделительной цепи будет изменяться по экспоненциальному закону, а именно  $u_2(t) = u_2(0)e^{-t/\tau_p}$ , где  $u_2(0) = (R_1 \parallel R_2) i_c$  – значение напряжения на выходе разделительной цепи в момент начала действия импульсного сигнала. График напряжения  $u_2(t)$  приведен на рис. 4.



Рис. 4

При конечной длительности  $t_{и}$  прямоугольного импульса к моменту его окончания вершина импульса претерпевает спад

$$\Delta = 1 - e^{-t_{и}/\tau_p} \approx \frac{t_{и}}{\tau_p} = 2\pi f_H t_{и}, \quad (3)$$

где  $f_H$  – нижняя граница полосы пропускания разделительной цепи, определенная по уровню "минус 3 дБ". Следует отметить, что соотношение (3) применимо и по отношению к тракту в целом, т. е. приближенно можно принять, что

$$\Delta_{\Sigma} = 2\pi f_{H\Sigma} t_{и},$$

где  $\Delta_{\Sigma}$  – общий спад переходной характеристики тракта в целом;  $f_{H\Sigma}$  – нижняя граница полосы пропускания по уровню "минус 3 дБ".