

## НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

М. В. СЕРГЕЕВ

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

Известно, что механизм возникновения нелинейных искажений в транзисторных усилителях значительно сложнее, чем в ламповых. Характерной особенностью транзистора является существенная зависимость нелинейных искажений от сопротивления источника сигнала, обусловленная нелинейностью входной цепи.

Аналізу нелинейных искажений с учетом указанных обстоятельств посвящено значительное число работ, в частности [1—4]. Но в приведенных и в других известных нам работах не учитывается «внутренняя» обратная связь через нелинейное сопротивление коллекторного перехода, которая, как будет показано, может существенно изменить общепринятую картину нелинейных искажений.

Наиболее рациональная, на наш взгляд, методика определения гармонического состава выходного напряжения с привлечением распространенных параметров схемы замещения транзистора приведена в работе [5]. Но в этой работе тоже не учтена «внутренняя» нелинейная обратная связь и, кроме того, нечетко разделены искажения, обусловленные входной (пассивной) и активной цепью транзистора, так как приведенный там параметр  $g_{21}$  (крутизна транзистора) сам является функцией входного сопротивления. Это следует из известного соотношения [6]

$$g_{21} = \frac{\beta}{r_{11}}, \quad (1)$$

где  $\beta$  — коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером;  
 $r_{11}$  — входное сопротивление транзистора с общим эмиттером.

Целью настоящей работы является получение расчетных соотношений для определения нелинейных искажений транзисторного усилителя с общим эмиттером с учетом изложенных выше замечаний.

### Анализ

На рис. 1 а приведена Т-образная схема замещения транзистора [6]. Полученное на ее основе обобщенным методом узловых напряжений [8] выражение для коэффициента усиления по напряжению при очевидных допущениях

$$r_k \gg r_e, \quad \beta \gg 1$$

может быть приведено к виду

$$K = \frac{-SR_H \gamma_1 \gamma_2}{1 + SR_H \gamma_1 \gamma_2 \gamma_3} = - \frac{K_0}{1 + K_0 \gamma_3}, \quad (2)$$

где

$$\gamma_1 = \frac{r}{R+r}, \quad \gamma_2 = \frac{r_K}{R_H+r_K}, \quad \gamma_3 = \frac{R}{r_K}, \quad S = \frac{1}{r_\Sigma},$$

$$r = r_\Sigma \beta, \quad R = R_i + r_\Sigma;$$

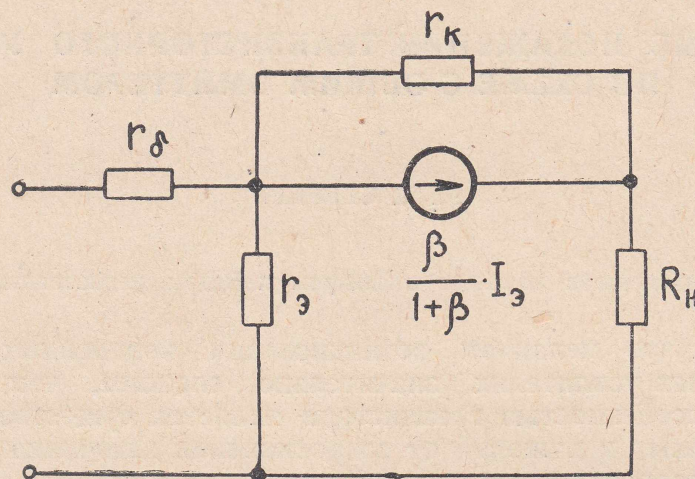


Рис. 1 а

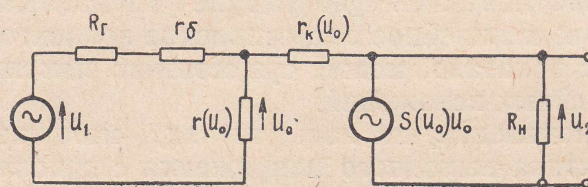


Рис. 1 б

$r_\Sigma, r_\delta, r_K, \beta$  — параметры Т-образной схемы замещения;

$R_i$  — сопротивление источника сигнала;

$R_H$  — сопротивление нагрузки.

На основе выражения (2) построена структурная схема (рис. 1 б), используемая при последующем анализе.

В терминах обратной связи числитель и знаменатель (2) выражают соответственно величину прямого усиления и глубину обратной связи, которая в данном случае обусловлена конечной величиной  $r_K$ . Определим искажения, вносимые каналом прямого усиления. Из структурной схемы следует, что

$$K_0(U_1) = S(U_0) \gamma_1(U_0) \gamma_2(U_0).$$

Согласно методике, предложенной в [5],

$$U_0 = \int \gamma_1(U_0) dU_0, \quad \gamma_1(U_0) = \frac{r(U_0)}{R+r(U_0)}. \quad (3)$$

При дальнейшем анализе мы считаем  $r_\delta$  линейной величиной, что внесет, благодаря малой степени ее нелинейности, незначительные погрешности только при  $R_i < r_\delta$ . Представляя  $r(U_0)$  рядом Тейлора,

$$r(U_0) = r + r'U_0 + 1/2r''U_0^2 + \dots, \quad (4)$$

подставляя (4) в (3) с учетом  $U_0 \simeq \gamma_1 U_1$ , после элементарных преобразований, приведенных в [5], получим

$$\begin{aligned}\gamma_1(U_0) &= \gamma_1 + A_1 U_1 + 1/2 B_1 U_1^2; \\ U_0 &= \gamma_1 U_1 + 1/2 A_1 U_1^2 + 1/6 B_1 U_1^3,\end{aligned}$$

где

$$A_1 = \frac{r'}{r} \gamma_1^2 (1 - \gamma_1), \quad B_1 = \frac{r''}{r} \gamma_1^3 (1 - \gamma_1). \quad (5)$$

Выходное напряжение без учета шунтирования нагрузки нелинейным сопротивлением  $r_K$  будет равно

$$U_2 = \frac{U_2}{\gamma_2} = -R_H \int S(U_0) dU_0.$$

Представляя  $S(U_0)$  разложением вида (4), оставляя после преобразований только существенные комбинационные продукты и составляющие до третьей гармоники, получаем выражение

$$\begin{aligned}U_2' &= -R_H [S \gamma_1 U_1 + 1/2 (A_1 S + S' \gamma_1^2) U_1^2 + \\ &+ 1/6 (B_1 S + 3S' \gamma_1 A_1 + S'' \gamma_1^3) U_1^3]\end{aligned}$$

или с учетом обозначений (5) и очевидных соотношений

$$\begin{aligned}\frac{r'}{r} &= \frac{r'_\partial}{r_\partial} + \frac{\beta'}{\beta}, \quad \frac{r''}{r} = \frac{r''_\partial}{r_\partial} + \frac{\beta''}{\beta} + 2 \frac{\beta' r'_\partial}{\beta r_\partial}, \quad r'_\partial < 0, \quad r''_\partial < 0, \\ S' &= -S \frac{r'_\partial}{r_\partial}, \quad S'' = -S \left[ \frac{r''_\partial}{r_\partial} - 2 \left( \frac{r'_\partial}{r_\partial} \right)^2 \right]\end{aligned}$$

окончательно запишем

$$U_2' = -R_H (S \gamma_1 U_1 + 1/2 S_i' \gamma_1^2 U_1^2 + 1/6 S_i'' \gamma_1^3 U_1^3),$$

где  $S_i'$ ,  $S_i''$  — обобщенные параметры нелинейности транзистора, равные

$$\begin{aligned}S_i' &= S \left[ \frac{\beta'}{\beta} (1 - \gamma_1) + \gamma_1 \frac{r'_\partial}{r_\partial} \right]; \\ S_i'' &= S \left[ \frac{\beta''}{\beta} (1 - \gamma_1) + \gamma_1 \frac{r''_\partial}{r_\partial} + (1 - \gamma_1) \frac{r'_\partial}{r_\partial} \left( \frac{\beta'}{\beta} - 3 \frac{r'_\partial}{r_\partial} \right) \right].\end{aligned} \quad (6)$$

В работе [5] ошибочно считается, что коэффициент передачи выходной цепи (у нас  $\gamma_2$ ) является функцией  $U_2$  и выходное напряжение находится по соотношению

$$U_2 = \int \gamma_2(U_2') dU_2'.$$

В действительности же эта запись неправомерна, так как  $r_K$ , а следовательно, и  $\gamma_2$  являются функцией  $U_0$ . Поэтому в работе [5] неоправданно завышено влияние нелинейности  $r_K$  на нелинейные искажения канала прямого усиления.

Так как  $\gamma_2$  не зависит от величины  $U'$ , то можно записать для выходного напряжения:

$$U_2 = U_2' \gamma_2(U_0).$$

По аналогии с  $\gamma_1(U_0)$  и с учетом  $r_K' < 0$ ,  $r_K'' < 0$

$$\gamma_2(U_0) = \gamma_2 - A_2 U_1 - 1/2 B_2 U_1^2,$$

где

$$A_2 = \frac{r_K'}{r_K} \gamma_2^2 (1 - \gamma_2), \quad B_2 = \frac{r_K''}{r_K} \gamma_2^3 (1 - \gamma_2),$$

Тогда

$$U_2 = SR_H \gamma_1 \gamma_2 U_1 + 1/2 R_H (S_i' \gamma_1^2 \gamma_2 - 2A_2 S \gamma_1) U_1^2 + \\ + 1/6 R_H (S_i'' \gamma_1^3 \gamma_2 - 3B_2 S \gamma_1 - 3S_i' A_2 \gamma_1^2) U_1^3. \quad (7)$$

Из выражения (7) следует, что шунтирование нагрузки нелинейным коллекторным сопротивлением приводит к некоторой компенсации искажений в канале прямого усиления, что отмечается и в работе [4]. Но компенсация эта незначительна, так как практически всегда выполняется неравенство  $r_K \gg R_H$ , а следовательно,

$$\gamma_2 \simeq 1, \quad A_2 = 0, \quad B_2 \simeq 0.$$

С учетом приведенного замечания можно записать

$$K_0(U) = \frac{U_2}{U_1} = S \gamma_1 R_H + 1/2 S_i' \gamma_1^2 R_H U_1 + 1/6 S_i'' \gamma_1^3 R_H U_1^2 = \\ = S \gamma_1 R_H (1 + \delta_2 + \delta_3). \quad (8)$$

Здесь

$$\delta_2 = 1/2 \frac{S_i'}{S} \gamma_1 U_1, \quad \delta_3 = 1/6 \frac{S_i''}{S} \gamma_1^2 U_1^2 -$$

частные коэффициенты второй и третьей гармоник соответственно. Зависимость коэффициента «внутренней» обратной связи  $\gamma_3$  от напряжения  $U_0$  можно представить в виде

$$\gamma_3 = \frac{R}{r_K(U_0)} = \frac{R}{r_K \left( 1 - \frac{r_K'}{r_K} \gamma_1 U_1 - 1/2 \frac{r_K''}{r_K} \gamma_1^2 U_1^2 \right)}.$$

Обозначив

$$\delta_2' = \frac{r_K'}{r_K} \gamma_1 U_1, \quad \delta_3' = 1/2 \frac{r_K''}{r_K} \gamma_1^2 U_1^2 \quad (9)$$

и считая

$$\delta_2' + \delta_3' \ll 1,$$

на основании приближенного соотношения

$$\frac{1}{1+x} \simeq 1-x \quad (\text{при } x \ll 1)$$

можно записать

$$\gamma_3(U_0) = \gamma_3 (1 + \delta_2' + \delta_3').$$

Тогда коэффициент усиления с обратной связью будет равен

$$K(U) = \frac{K_0(1 + \delta_2 + \delta_3)}{1 + K_0 \gamma_3 (1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_2' + \delta_3')}.$$

Считая  $\delta_2 + \delta_3 + \delta_2' + \delta_3' \ll 1$  после преобразований, аналогичных предыдущим, с учетом обозначений  $F = 1 + T$ ,  $T = K_0 \gamma_3$  окончательно запишем

$$K(U) = \frac{K_0}{F} \left( 1 + \frac{\delta_2}{F} - \frac{\delta_2' T}{F} + \frac{\delta_3}{F} - \frac{\delta_3' T}{F} \right), \quad (10)$$

откуда следует, что «внутренняя» обратная связь через нелинейное сопротивление  $r_K$  приводит к компенсации искажений как по второй, так и по третьей гармоникам. Указанная компенсация значительно существеннее, чем компенсация за счет шунтирования нагрузки сопротивлением  $r_K$ .

Рассмотрим более подробно коэффициент второй гармоники, значительно преобладающей в общих искажениях транзистора. Принимая во внимание соотношение (1), можно записать

$$T = SR_H \gamma_1 \gamma_3 = \frac{SR_H r}{R+r} \cdot \frac{R}{r_K} = \frac{\beta R_H}{r_K} (1 - \gamma_1).$$

Тогда, учитывая обозначения (6), (8) и (9), коэффициент второй гармоники будет равен

$$K_2 = \frac{U_1 \gamma_1}{F} \left[ (1 - \gamma_1) \left( 1/2 \frac{\beta'}{\beta} - \frac{r'_K}{r_K} \frac{\beta R_H}{r_K} \right) + 1/2 \gamma_1 \frac{r'_\partial}{r_\partial} \right]. \quad (11)$$

Так как сравнение нелинейных искажений для различных значений  $R$  проводится при постоянном выходном напряжении, то при каждом новом значении  $R = R_j$  и  $\gamma_1 = \gamma_{1j}$  для сохранения постоянным выходного напряжения необходимо увеличить значение входного напряжения до

$$U_{1j} = \frac{U_1}{\gamma_{1j}}.$$

Отсюда следует, что множитель  $\gamma_1$  при  $U_1$  в выражении (11) должен быть опущен.

Анализ выражения (11) показывает, что «внутренняя» нелинейная обратная связь может привести к полной компенсации второй гармоники. Полная компенсация возможна лишь при выполнении условия

$$\frac{r'_K}{r_K} \cdot \frac{\beta R_H}{r_K} \geq \frac{1}{2} \frac{\beta'}{\beta} \quad (12)$$

и наступает при значении внутреннего сопротивления источника сигнала, равном

$$R_0 = r \frac{\frac{1}{2} \frac{r'_\partial}{r_\partial}}{\frac{r'_K}{r_K} \frac{\beta R_H}{r_K} - \frac{1}{2} \frac{\beta'}{\beta}}. \quad (13)$$

Выполнение условия (12) зависит как от величин производных  $r'_K$ ,  $\beta'$ , так и от абсолютного значения этих параметров и величины нагрузки. Известно [6], что коэффициент передачи тока базы  $\beta$  с увеличением тока эмиттера сначала растет, затем при определенном значении последнего достигает максимальной величины и остается почти постоянным вплоть до очень больших токов. В то же время экспериментально снятые зависимости показывают, что значение  $\beta'$  остается практически постоянным в широком диапазоне изменения тока эмиттера. Отсюда следует, что в отношении  $\beta'/\beta$  с ростом тока уменьшается. Например, для транзистора 2Т602Б при токе 5 ма  $\beta'/\beta = 16,7$  и при токе 20 ма  $\beta'/\beta = 8,4$ . Для транзистора 2Т308В при токе 1,5 ма  $\beta'/\beta = 26,7$ , а при токе 10 ма  $\beta'/\beta = 11,1$ .

По графикам  $r_{22} = f(E_{1\partial})$ , приведенным в работе [5] для транзистора П402, значения  $r'_{22}/r_{22}$  увеличиваются, хотя и незначительно, при увеличении тока. При значении тока  $\sim 1,5$  ма  $r'_{22}/r_{22} = 30$ , а при токе  $\sim 10$  ма  $r'_{22}/r_{22} = 33$ .

Поскольку справедливо соотношение [6]

$$r_{22} = \frac{r_K}{1 + \beta},$$

то можно ожидать, что отношение  $r'_K/r_K$  с увеличением тока возрастает быстрее, чем  $r'_{22}/r_{22}$ .

Сомножитель  $\beta R_H/r_K$  при  $r'_K/r_K$  в выражении (12) при увеличении тока возрастает очень быстро из-за противоположных изменений  $\beta$  и  $r_K$ .

На основе приведенных данных можно считать, что условие (12) реально выполнимо для транзисторов средней и большой мощности, имеющих малое  $r_K$  и работающих при больших токах.

### Выводы

1. Величина нелинейных искажений транзистора на низких и средних частотах однозначно определяется параметрами  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_K$ ,  $\beta$  и их производными по напряжению база-эмиттер (или по току эмиттера).

2. Если условие (12) не выполняется, то нелинейные искажения по второй гармонике при увеличении  $R_i$  монотонно уменьшаются, стремясь при  $R_i \gg r_K$  к величине

$$K_2 = \frac{U_1}{F} \left( \frac{1}{2} \frac{\beta'}{\beta} - \frac{r'_K}{r_K} \frac{\beta R_H}{r_K} \right), \quad (14)$$

причем с увеличением тока эмиттера абсолютная величина  $K_2$  уменьшается.

3. При выполнении условия (12) картина искажений значительно меняется.

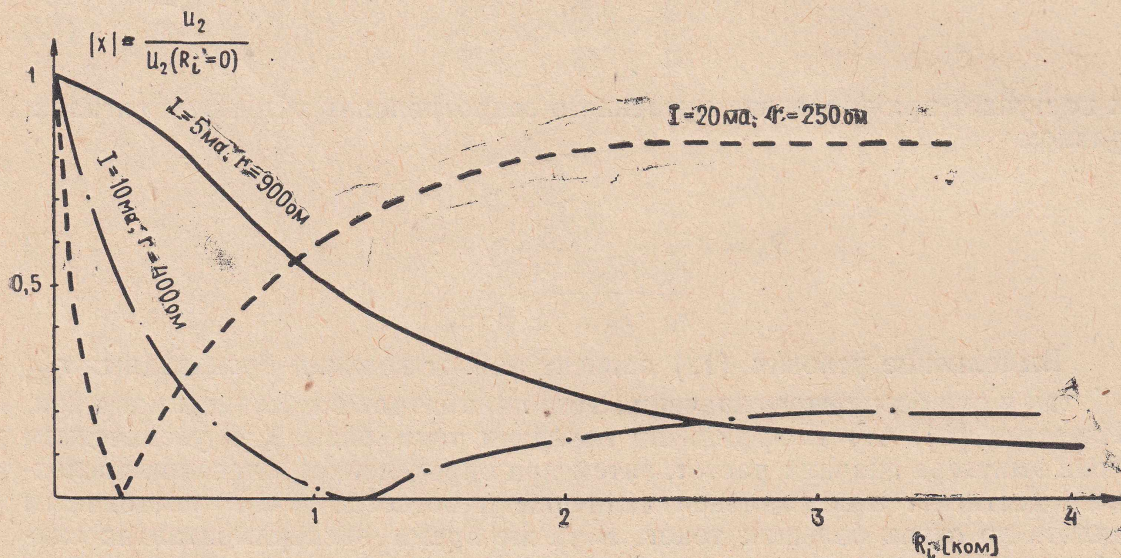


Рис. 2. Зависимость модуля нормированного значения второй гармоники выходного напряжения от сопротивления источника сигнала для разных значений тока эмиттера (5 ма, 10 ма, 20 ма).

При изменении  $R_i$  от нуля до  $R_i < R_0$  искажения по второй гармонике резко уменьшаются, при  $R_i = R_0$  — становятся равными нулю, а при дальнейшем увеличении  $R_i$  фаза второй гармоники скачком меняется на  $180^\circ$ , и искажения увеличиваются по модулю, стремясь к величине, определяемой выражением (14).

Характерно, что значения искажений с ростом тока уменьшаются при  $R_i < R_0$  и увеличиваются при  $R_i > R_0$ .

4. Усиление неравенства (12) при увеличении тока коллектора приводит к тому, что по мере возрастания последнего величина  $R_0$  прибли-

жается к значению входного сопротивления (при данном токе)  $r$  и, в принципе, может быть меньше последнего.

5. Инверсия фазы второй гармоники является очень существенным фактором как при построении линейных усилителей, так и при измерении величины искажений последних прямым методом, так как возможная противофазность гармоники генератора и усилителя может привести к компенсации искажений на выходе последнего, а следовательно, к недостоверности результатов измерения. Поэтому более приемлемым способом измерения малых нелинейных искажений усилителей можно считать компенсационный, изложенный в работе [7]. Теоретические положения данной работы наглядно подтверждаются экспериментом.

На рис. 2 приведены нормированные значения модуля второй гармоники для высоковольтного кремниевого транзистора 2Т602Б ( $R_H=1$  ком,  $U_{кз}=10$  в) в функции сопротивления источника для разных токов эмиттера. Величина гармоник определялась по методике, изложенной в [7]. Инверсия фазы наблюдалась по фигурам Лиссажу.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Honike Helmut. Verbesserung bei mehrstufig gegengekoppelten Verstärkung bei relativ Fregunzen «Arch Elektr. Übertrag», 1964, 18, № 12 693—700).
2. El-Said Mohamed A. H. Nonlinear distortion in commonemitter transistor amplifiers operated in the normal domain. «Electron. Letters», 1966, 2, № 2.
3. A. I. Mallinkrodt, F. M. Cardner. Distortion in transistor amplifiers. «IEEE Trans. Electron.Devices», 1963, 10, № 4, (288—289).
4. А. И. Борисов. Нелинейные искажения в усилителях на плоскостных триодах. В сб.: «Полупроводниковые приборы и их применение». Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 4, изд-во «Советское радио», М., 1960.
5. В. Д. Иванченко. Нелинейные искажения в усилителях на транзисторах. В сб.: «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи». Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 2, изд-во «Связь», М., 1968.
6. И. Ф. Николаевский. Эксплуатационные параметры и особенности применения транзисторов. Связьиздат, М., 1963.
7. М. С. Ройтман. Методы и аппаратура поверки измерительных усилителей. Автометрия, № 6, 1966.
8. В. П. Сигорский. Анализ электронных схем. Гостехиздат УССР, Киев, 1963.