

условию наименьшей чувствительности каскада $N=N_M$

$$D_2^{(3)} = \frac{V_2^{(3)}}{A_0^2(\bar{B}_0) \bar{R}_r N(\bar{R}_r)}$$

где $\bar{R}_r = R_0 V \theta / A$; $\bar{A}_0 = A_0 / A^2$; $\bar{B}_0 = B_0 / A^3$;

$$N(\bar{R}_r) = \left[1 + \frac{N_M - 1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \right] \frac{G_{21} R_0}{A - 1}$$

K, θ определяются из (4.63), (4.64).

На рис. 4.21 представлены зависимости $D_2=f(N)$ и $D_3=f(N)$ в случае биполярных УП для различных значений глубины ЛООС.

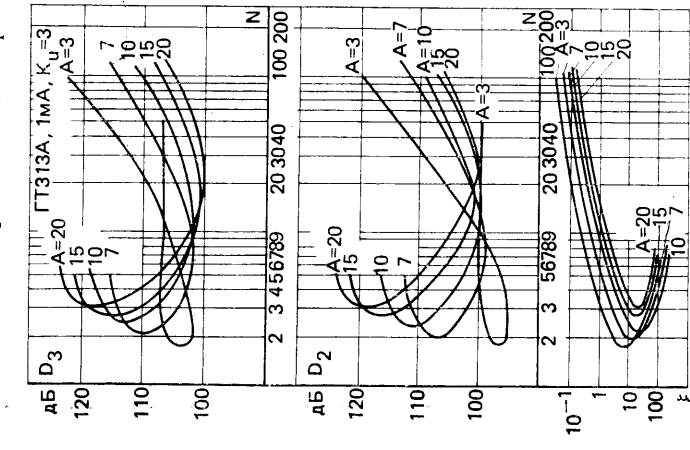


Рис. 4.21. Характеристики динамического диапазона и коэффициента шума усилительного каскада с последовательной обратной связью по току на транзисторе ГТ313А ($U_K = -5$ В, $I_K = 1$ мА)

Из изложенного и анализа приведенных выражений следует:

1. Последовательная ЛООС в целом более эффективна, чем параллельная, однако ее введение ухудшает чувствительность усилителя.

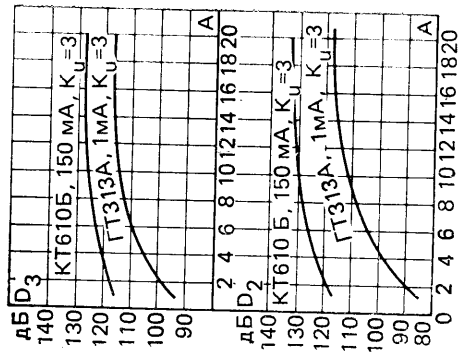


Рис. 4.22. Характеристики зависимости динамического диапазона усилительного каскада от глубины линейной отрицательной обратной связи по току

2. Эффективность последовательной ЛООС выше при использовании мощных транзисторов. Последнее объясняется возможностью уменьшить сопротивление \bar{R} для выбранной величины глу-

бины связи A , что в свою очередь мало изменяет нижнюю границу D_i , обусловленную шумами. На рис. 4.22 приведены зависимости динамических диапазонов D_i в функции от глубины связи A в режиме наименьшей для данного A чувствительности (N_M).

3. Последовательная ЛООС может оказывать существенное влияние на положение «нулевых точек».

4.4.4. ИСТОКОВЫЙ И КАТОДНЫЙ ПОВТОРИТЕЛИ

Принципиальная схема каскада приведена на рис. 4.23. Для УП с высокоомным входом и резистивным характером нелинейности в соответствии с (4.27)

$$y_2 = A_0, y_3 = B_0.$$

Используя в первом приближении упрощенные матрицы $\|Y\|$ для схемы с ОС (ОК), из (4.27), (4.53) и табл. 4.4 получаем:

$$y_2 = -\frac{G'_{21}}{G_{21}} (1 - K_{12})^2; \quad (4.65)$$

$$y_3 = -\frac{(1 - K_{12})^3}{G_{21}} \left[G'_{21} + 2 \frac{(G'_{21})^2}{G_{21}} K_{12} \right]. \quad (4.66)$$

где $K_{12} = |u_2/u_1|$.

Из (4.65), (4.66) следует:

1. Если коэффициент передачи повторителя стремится к своему предельному значению ($K_{12} \rightarrow 1$), то y_2 и y_3 стремятся к нулю, причем «нулевые точки» для нелинейностей обоих порядков совпадают. Линеаризация схемы рис. 4.23 объясняется действием отрицательной обратной связи, эффективность которой возрастает по мере увеличения коэффициента передачи K_{12} . Требования предельно близких к единице K_{12} не противоречат общей тенденции в улучшении других характеристик повторителей.

2. Источковый и катодный повторители обладают замечательным свойством обеспечивать меньшие искажения при наибольшем возможном коэффициенте передачи. Это делает схему рис. 4.23 отличной от других возможных схем с ЛООС, где, как правило, малые нелинейные искажения соответствуют малым коэффициентам передачи.

Уточним матрицы $\|Y\|$ УП в соответствии с (4.51), (4.52). Тогда:

$$y_2 = -\frac{G'_{21}}{G_{21}} [1 - 2K_{12}(1 + \epsilon_1) + K_{12}^2(1 + \epsilon_2)]; \quad (4.67)$$

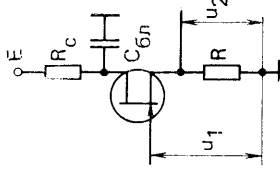


Рис. 4.23. Схема истокового повторителя

$$y_3 = \frac{1}{G_{21}} \left\{ G_{21}'' [1 - 3K_{12}(1 + \varepsilon_3) + 3K_{12}^2(1 + \varepsilon_4) - K_{12}^3(1 + \varepsilon_5)] + \right. \\ \left. + 2K_{12} \frac{(G_{21}')^2}{G_{21}} [1 - 2K_{12}(1 + \varepsilon_1) + K_{12}^2(1 + \varepsilon_2)] [(1 + \varepsilon_1) - K_{12}(1 + \varepsilon_2)] \right\}. \quad (4.68)$$

где $\varepsilon_1 = G_{cm2} \cdot 2G_{21}''$; $\varepsilon_2 = (G_{22} + G_{cm2})/G_{21}''$; $\varepsilon_3 = G_{cm2}''/3G_{21}''$;
 $\varepsilon_4 = (2G_{cm2}' + G_{cm2}'')/3G_{21}''$; $\varepsilon_5 = (G_{cm2}' + G_{cm2}'' + G_{22}')/G_{21}''$.

Из (4.67) и (4.68) следует:

1. Уточнение модели УП приводит к появлению остаточных НИ для $K_{12} \rightarrow 1$. В этом случае:

$$y_3(1) = -\frac{G_{21}'}{G_{21}} (\varepsilon_2 - 2\varepsilon_1);$$

$$y_3(1) = -\frac{1}{G_{21}} \left\{ G_{21}'' [3(\varepsilon_4 - \varepsilon_3) - \varepsilon_5] + 2 \frac{(G_{21}')^2}{G_{21}} (\varepsilon_2 - 2\varepsilon_1) (\varepsilon_1 - \varepsilon_2) \right\}.$$

2. Возможные «нулевые точки» для нелинейностей разных порядков не совпадают, так как соответствуют решениям различных уравнений: $y_2 = 0$, $y_3 = 0$.

3. Чем больше ε_i , тем значительней отличие повторителя от линейным свойствам от идеального случая ($\varepsilon_i = 0$) и хуже его линейность, в особенности для K_{12} , близких к единице. Отметим, что неравенство нулю ε_i может привести к отсутствию «нулевых точек» в области больших величин K_{12} .

4. При малых ε_i и K_{12} , близких к единице, на величину y_i и, следовательно, НИ повторителя существенное влияние оказывает нестабильность параметров элементов схемы. Рассмотрим последние на примере простейшей модели повторителя, описываемой (4.65): $y_2 = A(1 - K_{12})^2$, где $A = -G_{21}'/G_{21}$.

Найдем статистические характеристики y_2 : математическое ожидание M_{y_2} и среднеквадратическое отклонение Δy_2 .

В соответствии с [34] M_f функции $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ случайных аргументов x_1, x_2, \dots, x_n будет

$$M_f = f_0 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \alpha_{i2} D_{xi} + \sum_{i>j} \alpha_{ij} Z_{ij} \sqrt{D_{xi} D_{xj}}, \quad (4.69)$$

где f_0 — номинальное значение f ; D_{xi} — дисперсия x_i ; Z_{ij} — коэффициенты корреляции случайных величин x_i и x_j ; $\alpha_{i2} = [\partial^2 f / \partial x_i \partial x_i]_m$ — вторая производная, определенная при $x_i = m_{x_i}$ (математическое ожидание x_i); $\alpha_{ij} = [\partial^2 f / \partial x_i \partial x_j]_m$ — смешанная производная, определенная при тех же условиях.

174

Величина дисперсии

$$D = \sum_{i=1}^n \alpha_{i1}^2 D_{xi}^2 + \sum_{i>j} \alpha_{i1} \alpha_{j1} Z_{ij} \sqrt{D_{xi} D_{xj}} + \sum_{i>j} \alpha_{ij}^2 D_{xi} D_{xj} + \sum_{i=1}^n \alpha_{ij}^2 \cdot 2D_{xi}^2. \quad (4.70)$$

Полагая, что половина поля допуска соответствующего параметра равна $3\sigma_i$, где $\sigma_i^2 = D_i$, из (4.70) нетрудно найти среднеквадратическое отклонение функций по известным абсолютным или относительным среднеквадратическим отклонениям величин x_i .

Определяя из (4.65) соответствующие производные

$$\partial y_2 / \partial K_{12} = -2A(1 - K_{12}), \quad \partial^2 y_2 / \partial K_{12}^2 = 2A, \quad \partial^2 y_2 / \partial K_{12} \partial A = -2(1 - K_{12}),$$

$$\partial y_3 / \partial A = (1 - K_{12})^2, \quad \partial^2 y_3 / \partial A^2 = 0$$

и используя (4.69), получаем

$$M_{y_2} = A \left[(1 - K_{12})^2 + \frac{1}{9} K_{12}^2 \delta K_{12}^2 - \frac{2}{9} (1 - K_{12}) Z_{ij} \delta K_{12} \delta A \right], \quad (4.71)$$

где δ — половина поля допуска соответствующих относительных величин; Z_{ij} — коэффициент корреляции переменных K_{12} и A .

Из (4.71) следует, что если K_{12} отлочно от 1, то $M_{y_2} \approx A(1 - K_{12})^2$, т. е. равно номинальному значению $y_2(f_0)$. Если, наоборот, K_{12} близко к 1, то $M_{y_2} \neq f_0$. Из формулы для дисперсии (4.70), пренебрегая членами высших порядков малости, получаем

$$D_{y_2} \approx \frac{A^2}{9} \left[4(1 - K_{12})^2 K_{12} \delta K_{12} + \frac{8}{9} K_{12}^4 \delta K_{12}^4 \right]. \quad (4.72)$$

Если K_{12} отличается от 1, то

$$D_{y_2} \approx \frac{4A^2}{9} (1 - K_{12})^2 \delta K_{12}^2;$$

если K_{12} близко к 1, то расчет D_{y_2} должен производиться по полной формуле (4.72), а квадрат половины поля допуска y_2

$$\Delta_{y_2}^2 \approx A^2 \left[4(1 - K_{12})^2 \delta K_{12}^2 + \frac{8}{9} \delta K_{12}^4 \right]. \quad (4.73)$$

Из (4.71) и (4.73) следует, что чем больше коэффициент передачи $K_{12} \rightarrow 1$ и выше стабильность определяющих y_2 величин, тем выше линейность усилителя и повторяемость его нелинейных характеристик.

Следует иметь в виду, что указанные требования к точности параметров тракта с высокой линейностью носят общий характер (см. далее 6.5.2 и 6.5.4, где описан высоколинейный усилительный тракт, использующий другой принцип линейзации).

175

4.1.5. ИСТОКОВЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ С УЛУЧШЕННОЙ ЛИНЕЙНОСТЬЮ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Лучшую линейность, чем в схеме рис. 4.23, можно получить при создании в схеме повторителя дополнительной цепи, соединяющей сток и исток (рис. 4.24) и имеющей коэффициент передачи $K = u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}}$. Для упрощения анализа предположим вначале, что звено с коэффициентом передачи K идеально, т. е. линейно и не шумит, параллельно которому оно включено.

Система описывающих уравнений для схемы рис. 4.24:

$$e = u_1 + u_R, \quad i_2 = f(u_1, u_2), \quad i_2 R_n = u_2 + u_R,$$

$$u_R = i_2 R, \quad u_{\text{вых}} = K u_R.$$

В уравнении $i_2 = f(u_1, u_2)$ не будем учитывать влияние G_{22} , так как наивыгоднейший режим работы схемы, как будет показано ниже, соответствует $i_2 \rightarrow 0$.

Система уравнений в операторной форме: для ядра 1-го порядка:

$$K_{u1} + K_{uR} = 1, \quad K_{i2} = G_{21} K_{u1}, \quad K_{i2} R_n = K_{u2} + K_{uR},$$

$$K_{uR} = K_{i2} R, \quad K_{u \text{ вых}} = K K_{uR};$$

для ядер высших порядков:

$$K_{u1} + K_{uR} = 0, \quad K_{i2} = G_{21} K_{u1} + f, \quad K_{i2} R_n = K_{u2} + K_{uR},$$

$$K_{uR} = K_{i2} R, \quad K_{u \text{ вых}} = K K_{uR},$$

где $f = \gamma_{10}$ для ядра 2-го порядка и $f = \beta_{10}$ для ядра 3-го порядка (см. табл. 2.3).

Решая последовательно системы уравнений, приходим к выражению

$$K_2 \approx \frac{1}{D} \left\{ G_{21} (1 - K_{12})^2 + G_{22} \left[\frac{G_{21} R}{1 + G_{21} R} (K - 1)^2 \right]^2 R_n \right\}, \quad (4.74)$$

где $D = G_{21} R / K_{12}$.

Из (4.74) следует:

1. При $K \rightarrow 1$ параметр G'_{22} не оказывает влияния на нелинейные свойства схемы рис. 4.24, которая описывается подобно (4.65).

Можно показать, что это утверждение справедливо для ядра 3-го порядка в отношении G'_{22} , а также если учесть более точную модель УП. Объясняется это явление тем, что для случая $K=1$ точки стока (С) и истока (И) на рис. 4.24 становятся эквивалентными и нелинейные свойства выходных и проходных параметров УП не проявляются.

2. Из-за невозможности строгого удовлетворения условию $K=1$ возникают остаточные НИ.

Можно показать, что нелинейность звена K ухудшает нелинейные свойства тракта и не позволяет полностью реализовать достоинства схемы. Однако следует иметь в виду, что схеме 4.24 свойственна не критичность к некоторым нелинейным параметрам звена K . Так, если вся его нелинейность сосредоточена в основном во входной цепи и может быть в

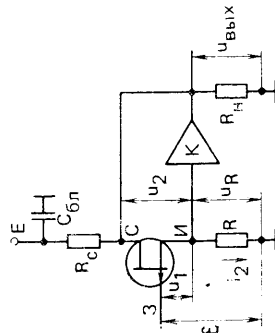


Рис. 4.24. Схема истокового повторителя с улучшенной линейностью передаточной характеристики

первом приближении представлена нелинейным резистором с матрицей $\|Y_{11}'\|$, то соответствующие составляющие этой матрицы можно отнести к составляющим $\|Y_{22}\|$. Тогда условие $K \rightarrow 1$ нейтрализует действие нелинейности звена K . Из (4.74) можно определить

$$M_{K2} \approx B \left\{ (1 - K_{12})^2 + \varepsilon (K - 1)^2 + \frac{1}{9} (K_{12}^2 + K^2 \varepsilon) \delta^2 \right\},$$

$$\Delta_{K2}^2 \approx B^2 \{ 4(1 - K_{12})^2 + 4 \varepsilon^2 (K - 1)^2 - 2(1 - K_{12})(K - 1)^2 \varepsilon \} \delta^2,$$

где $B = G_{21} R_n / D$; $\varepsilon = G_{21} R G_{22} / (1 + G_{21} R) G_{21}$; $\delta_K = \delta_{K12} = \delta$.

Из последних выражений следует, что для повышения линейности схемы повторителя (см. рис. 4.24) необходимо повышать стабильность передач K и K_{12} , приближая последние величины к единице. Возможен «размен» величин K и K_{12} , а также δ_{K12} и δ_K , обеспечивающий заданные значения M_{K2} и Δ_{K2}^2 . Это позволяет компромиссным способом задавать требования к параметрам элементов схемы.

4.4.6. ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ

Так как описание УП в этом случае сложнее, чем в случае истокового повторителя [см. (4.49), (4.50)], то получение простых расчетных выражений затруднительно. Точный анализ эмиттерных повторителей возможен в соответствии с методом, описанным в 2.3.3. Некоторые качественные способы повышения линейности эмиттерного повторителя следуют из анализа обобщенных параметров $F_1^{(0)}$ и $F_2^{(0)}$, содержащих все нелинейные параметры матрицы УП 2-го и 3-го порядков.

Используя (4.49), (4.50) и табл. 4.4, можно получить

$$\left. \begin{aligned} F_1^{(2)} &= G_{11}' (1 - K_{12})^2, \quad F_1^{(3)} = G_{11}'' (1 - K_{12})^3, \\ F_2^{(2)} &= -(G_{21}' + G_{11}') [1 + 2K_{12}(1 + \varepsilon_1') + K_{12}^2(1 + \varepsilon_2')], \\ F_2^{(3)} &= -(G_{21}'' + G_{11}'') [1 - 3K_{12}(1 + \varepsilon_3') + 3K_{12}^2(1 + \varepsilon_4') - K_{12}^3(1 + \varepsilon_5')], \end{aligned} \right\} \quad (4.75)$$

где $\varepsilon_1' = \frac{G_{\text{см}2}}{2(G_{21}' + G_{11}')} ; \varepsilon_2' = \frac{G_{22}' + G_{\text{см}2}'}{G_{21}' + G_{11}'}$; $\varepsilon_3' = \frac{G_{\text{см}2}'}{3(G_{21}'' + G_{11}'')}$;

$$\varepsilon_4' = \frac{2G_{\text{см}2}' + G_{\text{см}2}''}{3(G_{21}'' + G_{11}'')} ; \varepsilon_5' = \frac{G_{\text{см}2}' + G_{\text{см}2}''}{G_{21}'' + G_{11}''}.$$

С уменьшением ε_i и $K_{12} \rightarrow 1$ линейность повторителя возрастает (4.75). Для уменьшения влияния ε_i в эмиттерных повторителях возможно использование принципов и схем, аналогичных рис. 4.24.