

4. Находим коэффициент усиления, входную и выходную проводимости при введении обратной связи. Согласно формулам (4.12), (4.13) и (4.14), имеем

$$K_{\text{loc}} = \frac{496}{1 + 0,01 \cdot 496} = 83; Y_{\text{вх.ос}} = 2(1 + 0,01 \cdot 496) = 11,9 \text{ мСм};$$

$$Y_{\text{вых.ос}} = \frac{100}{1 + 0,01 \cdot 600} = 14,3 \text{ мкСм}.$$

Видно, что введение обратной связи данного типа привело к уменьшению коэффициента усиления, к увеличению входной и уменьшению выходной проводимостей.

4.8. В усилитель (см. условия предыдущей задачи) вводится параллельная обратная связь не по току, а по напряжению при помощи резистора с проводимостью  $Y_{\text{ос}} = 10 \text{ мкСм}$  (рис. 4.6). Определить коэффициент усиления, входную и выходную проводимости и сравнить с результатами задачи 4.7.

Ответ: 45,4; 22 мСм; 6,11 мСм.

## § 4.4. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

а) *Однокаскадный усилитель с последовательной обратной связью по току*

Этот вид обратной связи обеспечивается простейшим способом — включением резистора  $R_0$  в эмиттерную цепь однокаскадного усилителя по схеме с общим эмиттером (рис. 4.7). При этом выходной ток, протекающий по резистору  $R_0$ , создает напряжение обратной связи  $u_{\text{ос}} = I_{\text{вых}} R_0$ , которое во входном контуре последовательно складывается с сигналом генератора  $e_r$ . Фактически на вход схемы в противофазе со входным сигналом подается некоторая часть выходного сигнала, т. е. реализуется отрицательная обратная связь по току последовательного типа. Обычно величина  $R_0 \gg r_3$ . Тогда для получения соответствующих расчетных формул достаточно в формулах для простейшего каскада ОЭ заменить сопротивление  $r_3$  на  $R_0$ . Для входного сопротивления получим

$$R_{\text{вх.ос}} = r_6 + R_0(1 + \beta_e) \approx R_0\beta_e.$$

Из последнего выражения видно, что сопротивление  $R_{\text{вх.ос}}$  значительно больше, чем в обычном каскаде ОЭ (поскольку  $R_0 \gg r_3$ ).

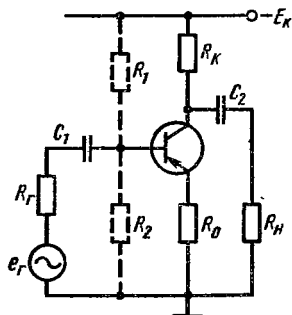


Рис. 4.7

## Выходное сопротивление

$$R_{\text{вых.ос}} = [r_K^* (1 + \beta\gamma_6)] \parallel R_K \approx R_K$$

где

$$\gamma_6 = \frac{R_0}{R_T + r_6 + R_0}.$$

Видно, что  $\gamma_6$  увеличивается с увеличением  $R_0$  и соответственно увеличивается  $R_{\text{вых.ос}}$  по сравнению с выходным сопротивлением обычного каскада ОЭ. Это соответствует общим свойствам обратной связи по току. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{U_{\text{ос}}} = \frac{\beta_e (R_K \parallel R_H)}{R_T + R_{\text{вых.ос}}},$$

т. е. величина  $K_{U_{\text{ос}}}$  меньше, чем в каскаде ОЭ, так как  $R_{\text{вых.ос}} \gg \gg R_{\text{вых.ос}}$ . Если обратная связь глубокая, то  $K_U \approx \frac{R_K \parallel R_H}{R_0}$ .

При холостом ходе ( $R_H \rightarrow \infty$ )  $K_U \approx R_K/R_0$ .

Последнее выражение соответствует общему выражению (4.2), характеризующему глубокую обратную связь, т. е.  $\gamma = R_0/R_K$ , что, в свою очередь, соответствует выражению (4.8) для рассматриваемого типа обратной связи.

Схема каскада на полевом транзисторе с обратной связью по току последовательного типа приведена на рис. 4.8. Для этого каскада

$$K_{U_{\text{ос}}} = \frac{S (R_c \parallel R_H)}{1 + SR_0},$$

где  $1 + SR_0$  — глубина обратной связи.

Входное сопротивление каскада практически определяется резистором  $R_3$  и поэтому не изменяется от введения обратной связи. Выходное сопротивление каскада увеличивается:

$$R_{\text{вых.ос}} = [r_c + R_0 (1 + Sr_c)] \parallel R_c,$$

где  $r_c$  — дифференциальное сопротивление канала полевого транзистора. Видно, что обратная связь качественно проявляет себя таким же образом, как и в каскаде на биполярном транзисторе.

б) *Однокаскадный усилитель с параллельной обратной связью по напряжению*

Для однокаскадного усилителя, изображенного на рис. 4.9, параллельная обратная связь по напряжению вводится с помощью резистора  $R_{\text{ос}}$ , включенного между коллектором и базой транзистора. Каскад ОЭ инвертирует фазу сигнала, рас-

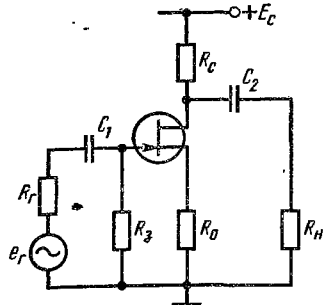


Рис. 4.8

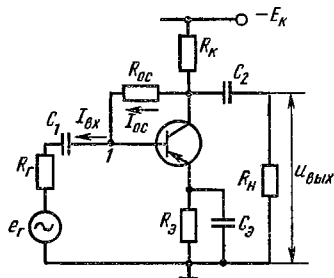


Рис. 4.9

простирающегося от базы к коллектору, поэтому обратная связь в схеме на рис. 4.9 получается отрицательной. Сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению, снимаемому с коллектора. Этот сигнал является током  $I_{oc}$ , протекающим по резистору  $R_{oc}$  и алгебраически складываемым со входным током в точке 1. Итак, здесь имеется отрицательная обратная связь по напряжению параллельного типа.

Согласно выражению (4.16), для каскада ОЭ коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{R_r}{R_r + R_{вх}} \beta_e \frac{R_k}{R_k + R_H},$$

где  $K_{Iкз} = \frac{R_r}{R_r + R_{вх}} \beta$ , а  $\frac{Y_H}{Y_{вых} + Y_H} \approx \frac{R_k}{R_k + R_H}$ .

Запишем выражение для глубины обратной связи данного типа

$$F = 1 + \gamma K_I = 1 + \frac{R_H}{R_{oc}} \frac{R_r}{R_r + R_{вх}} \beta_e \frac{R_k}{R_k + R_H},$$

из которого видно, что при  $R_H = 0$  или  $R_r = 0$  величина  $F = 0$ , т. е. обратная связь исчезает. Наоборот, при  $R_H \gg R_k$  и  $R_r \gg R_{вх}$  получаем максимальную глубину обратной связи:

$$F_{\max} = 1 + \beta_e \frac{R_k}{R_{oc}} \approx \beta_e \frac{R_k}{R_{oc}}.$$

Коэффициент усиления по току при этом будет, согласно (4.12),

$$K_{I_{oc}} = \frac{K_I}{F_{\max}} = \frac{\beta_e \frac{R_k}{R_H}}{\beta_e \frac{R_k}{R_{oc}}} = \frac{R_{oc}}{R_H};$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{U_{oc}} = \frac{R_H}{R_T} K_{I_{oc}} = \frac{R_H}{R_T} \frac{R_{oc}}{R_H} = \frac{R_{oc}}{R_T};$$

входное сопротивление, согласно (4.13),

$$R_{вх.ос} = \frac{R_{вх.ос}}{F_{max}} \approx \frac{\beta_e r_3}{\beta_e \frac{R_k}{R_{oc}}} = r_3 \frac{R_{oc}}{R_k};$$

выходное сопротивление, согласно (4.17),

$$R_{вых.ос} = R_k \parallel \frac{R_{oc}}{1 + \beta}.$$

Итак, действие обратной связи данного типа приводит к ожидаемым результатам — уменьшению  $K_U$ ,  $K_I$ ,  $R_{вх}$  и  $R_{вых}$ .

В каскадах на полевых транзисторах параллельная обратная связь используется крайне редко, так как она уменьшает высокое входное сопротивление каскадов на полевых транзисторах.

в) *Двухкаскадный усилитель с общей последовательной обратной связью по напряжению*

Соответствующая схема приведена на рис. 4.10. Здесь обратная связь охватывает оба каскада и поэтому называется общей. Часть выходного напряжения двухкаскадного усилителя через цепь обратной связи  $R_0 - R_{ос}$ , представляющую собой резистивный делитель напряжения, поступает на вход, создавая ООС. Благодаря этой обратной связи значительно повышается стабильность коэффициента усиления, уменьшаются частотные и нелинейные искажения.

В данной схеме кроме общей обратной связи по напряжению присутствует и местная последовательная обратная связь по току в первом каскаде. Эта связь осуществляется через резистор  $R_0$ , который включен в эмиттер первого транзистора для передачи сигнала общей обратной связи на вход.

Согласно формуле (4.5), для данного типа обратной связи

$$K_{U_{oc}} = \frac{K_U}{F} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U},$$

где  $K_U = K_{U1} K_{U2}$ ,  $\gamma = R_0 / (R_0 + R_{ос})$ ,  $K_{U1} = \beta_{e1} (R_{к1} \parallel R_{вх2}) / (R_T + R_{вх1})$ ,  $K_{U2} = \beta_{e2} (R_{к2} \parallel (R_0 + R_{ос}) \parallel R_H) / R_{вх2}$ .

Если считать резисторы  $R_1 - R_4$  базовых делителей сравнительно высокоомными, то  $R_{вх1} = r_{б1} + (R_0 + r_{э1})(1 + \beta_{e1})$  и  $R_{вх2} = r_{б2} + r_{э2}(1 + \beta_{e2})$ .

При глубокой обратной связи  $F = 1 + \gamma K_U \gg 1$ , поэтому  $K_{U_{oc}} = K_U / (1 + \gamma K_U) \approx 1/\gamma = 1 + R_{ос}/R_0$ , т. е. коэффициент уси-

ления определяется только коэффициентом передачи цепи обратной связи.

Входное сопротивление усилителя, согласно формуле (4.6), увеличивается:  $R_{вх.ос} = R_{вх1} F = [r_{б1} + (r_{э1} + R_0)(1 + \beta_{е1})] \times (1 + \gamma K_U)$ . Если учесть шунтирующее действие базового делителя в первом каскаде  $R_6 = R_1 \parallel R_2$ , то  $R_{вх.ос} = R_6 \parallel \{ [r_{б1} + (r_{э1} + R_0)(1 + \beta_{е1})] (1 + \gamma K_U) \}$ .

Выходное сопротивление уменьшается согласно формуле (4.7):

$$R_{вых.ос} = R_{к2} \parallel (R_0 + R_{ос}) / (1 + \gamma K_{U_{XX}}),$$

где

$$K_{U_{XX}} = K_{U1} \frac{\beta_{е2} R_{к2} \parallel (R_0 + R_{ос})}{R_{вх2}}.$$

На практике стремятся уменьшить глубину местной обратной связи, выбирая сопротивление  $R_0$  возможно малым. С уменьшением этого сопротивления приходится соответственно уменьшать и сопротивление  $R_{ос}$ , чтобы сохранить требуемую величину коэффициента усиления  $K_{U_{ос}}$ . При этом цепь обратной связи  $R_0 - R_{ос}$  получается низкоомной. Шунтируя выход усилителя, эта цепь снижает усиление, что, в свою очередь (при заданном коэффициенте усиления  $K_{U_{ос}}$ ), приводит к уменьшению глубины общей обратной связи.

Очевидно, что существует оптимальное значение  $R_{0_{опт}}$  и  $R_{ос.опт}$ , при которых имеет место максимально глубокая общая обратная связь, т. е. имеет место наибольшая стабилизация характеристик усилителя.

Дифференцируя выражение для  $K_U$  по  $R_0$  и приравняв производную нулю, найдем

$$R_{0_{опт}} = \sqrt{\frac{R_{н} R_{вых.э1}}{K_{U_{ос}} - 1}}, \quad R_{ос.опт} = R_{0_{опт}} (K_{U_{ос}} - 1),$$

где

$$R_{вых.э1} = r_{э1} + \frac{r_{б1} + R_{г}}{1 + \beta_{е1}}.$$

г) Двухкаскадный усилитель с общей параллельной обратной связью по току

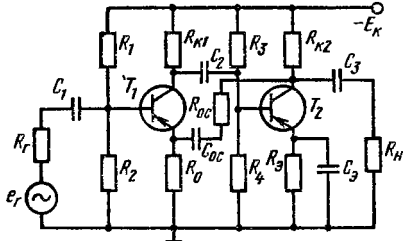


Рис. 4.10

Соответствующая схема изображена на рис. 4.11. Сигнал обратной связи, пропорциональный выходному току, выделяется на резисторе  $R_0$  и через делитель  $R_0 - R_{oc}$  подается во входную цепь, где складывается в противофазе со входным сигналом. Кроме общей обратной связи существует и местная обратная связь последовательного типа по току во втором каскаде. Особенностью схемы является отсутствие базовых делителей и межкаскадной переходной емкости. Режимный базовый ток транзистора  $T_1$  протекает по резистору  $R_{oc}$ , а ток транзистора  $T_2$  — по резистору  $R_{к1}$ . Конденсатор  $C_3$  не пропускает постоянный ток через резистор  $R'$ . Поэтому этот резистор позволяет регулировать глубину общей обратной связи, не изменяя режимного базового тока транзистора  $T_1$ .

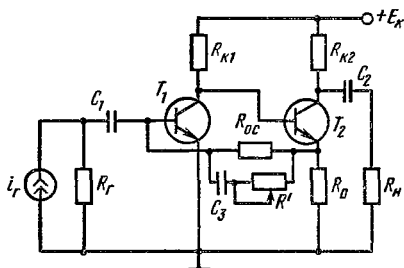


Рис. 4.11

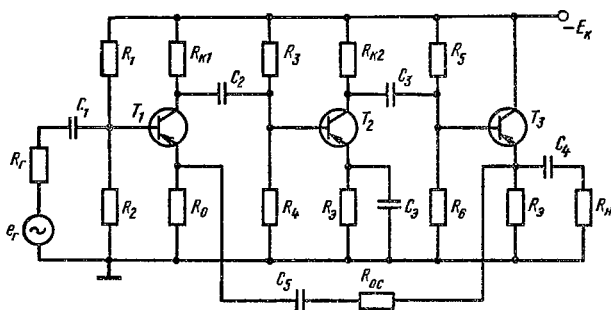


Рис. 4.12

Согласно формуле (4.12), для данного усилителя

$$K_{Ioc} = \frac{K_I}{F} = \frac{K_I}{1 + \gamma K_I},$$

где  $K_I = K_{I1}K_{I2}$ ,  $\gamma = R_0/(R_0 + R_{oc} \parallel R')$ ,  $K_{I1} = \beta_{e1}R_r/(R_r + R_{вх1})$ ,  $K_{I2} = \beta_{e2}R_{к1}/(R_{к1} + R_{вх2})$ .

Входные сопротивления первого и второго каскадов можно представить в виде  $R_{вх1} = r_{б1} + r_{з1}(1 + \beta_{e1})$ ,  $R_{вх2} = r_{б2} + (r_{з2} + R_0 \parallel R_{oc})(1 + \beta_{e2})$ .

Заметим, что в выражении для  $R_{вх2}$  учитывается местная обратная связь по току. Итак, общая обратная связь данного типа уменьшает коэффициент усиления по току в  $1 + \gamma K_I$  раз. Кроме того, уменьшается входное сопротивление усилителя и увеличивается выходное сопротивление усилителя. При глубокой обратной связи  $K_{Ioc} \cong \frac{1}{\gamma} = 1 + \frac{R_{oc} \parallel R'}{R_0}$ . Так же как и в предыдущей схеме, существуют оптимальные значения сопротивлений  $R_{0opt}$  и  $R_{oc, opt}$ :

$$R_{0opt} = \sqrt{\frac{(R_{г} \parallel R_{вх1}) R_{вх.з2}}{K_{Ioc} - 1}} \quad \text{и} \quad R_{oc, opt} = R_{0opt} (K_{Ioc} - 1),$$

где

$$R_{вх.з2} = r_{з2} + \frac{R_{к1} + r_{б2}}{1 + \beta_{e2}}.$$

д) *Трехкаскадные усилители с общими обратными связями*

Охватывать три усилительных каскада общей обратной связью опасно из-за возможности самовозбуждения, поэтому третьим каскадом обычно оказывается повторитель напряжения. Такой усилитель с повторителем в случае малых емкостей нагрузок подобен двухкаскадному усилителю. При этом расчет схемы трехкаскадного усилителя с общей последовательной обратной связью по напряжению (рис. 4.12) можно производить на основании соответствующих соотношений для схемы на рис. 4.10. Повторитель позволяет при заданном усилении выбрать малую величину сопротивления  $R_0$  без заметного шунтирования второго каскада цепью обратной связи  $R_0 - R_{oc}$ . Это позволяет получать в трехкаскадных усилителях большую глубину обратной связи.

Трехкаскадный усилитель с общей обратной связью на полевых транзисторах показан на рис. 4.13. В первом каскаде (транзистор  $T_1$ ) введена местная последовательная обратная связь по току на резисторе  $R_0$ . Усиление этого каскада

$$K_{U1} = \frac{S_1 R_{c1}}{1 + S_1 R_0}, \quad (4.18)$$

где  $S_1$  — крутизна характеристики полевого транзистора  $T_1$ . В формуле (4.18) учитывается, что нагрузкой первого каскада является высокоомный резистор  $R_{з2}$ . Второй каскад на транзисторе  $T_2$  построен по схеме с общим истоком, для

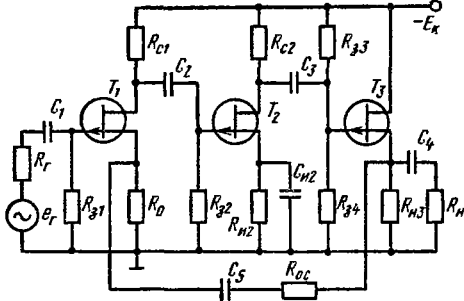


Рис. 4.13

которой  $K_{U2} = S_2 R_{C2}$ . Наконец, третий каскад на транзисторе  $T_3$  построен по схеме с общим стоком, для которой

$$K_{U3} = \frac{S_3 (R_{H3} \parallel R_H \parallel (R_0 + R_{OC}))}{1 + S_3 R_{H3} \parallel R_H \parallel (R_0 + R_{OC})}$$

Согласно формуле (4.5),

$$K_{U_{OC}} = \frac{K_U}{F} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U},$$

где  $K_U = K_{U1} K_{U2} K_{U3}$ ,  $\gamma = R_0 / (R_0 + R_{OC})$ .

Входное сопротивление в данном усилителе определяется резистором  $R_{31}$  и практически не зависит от глубины обратной связи:  $R_{вх.OC} = R_{вх1} = R_{31}$ . Выходное сопротивление уменьшается:  $R_{вых.OC} \cong \frac{1}{S} / (1 + \gamma K_{U_{xx}})$ , где  $K_{U_{xx}} = K_U |_{R_H \rightarrow \infty}$ .

е) Усилители с обратными связями в интегральном исполнении

Микросхема К722УС1, изображенная на рис. 4.14, является двухкаскадным усилителем переменного тока. Она выпускается в пяти модификациях, различающихся напряжением питания ( $6,3 \text{ В} \pm 10\%$  и  $12,6 \text{ В} \pm 10\%$ ), минимальным коэффициентом усиления от 250 до 800 на частоте 12 кГц и от 30 до 50 на частоте 5 МГц и постоянным напряжением на выходе ( $2,4 - 3,8 \text{ В}$  для модификаций А и Б,  $7,0 - 9,6 \text{ В}$  для остальных). Входное сопротивление  $1,2 - 3 \text{ кОм}$ .

Каскад на транзисторе  $T_1$  выполнен с последовательной обратной связью по току. Транзистор  $T_2$  может использоваться как по схеме ОЭ, так и по схеме ОК. Через резисторы  $R_4$  и  $R_6$  схема может быть охвачена ООС по току параллельного типа. Глубину этой обратной связи можно регулировать с помощью подключаемого к выводу 7 переменного



резистора. Для устранения обратной связи по переменному току достаточно подключить конденсатор большой емкости к выводам 7 или 12.

Выводы 4 и 12 используются для соединения ИМС с резистивными или емкостными элементами, меняющими или полностью устраняющими местную последовательную обратную

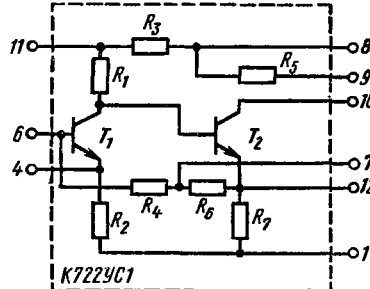


Рис. 4.14

связь по току в каждом каскаде, реализующими новые цепи обратной связи, позволяющими регулировать режим транзисторов по постоянному току и т. д.

Вывод 11 служит для подключения фильтрующих или корректирующих конденсаторов. В зависимости от схемы включения  $T_2$  роль нагрузки могут выполнять резисторы  $R_7$  (в схеме ОК) или  $R_5$  (в схеме ОЭ), а также внешние элементы, включаемые между выводами 8 и 10. Справочные данные на подобные ИМС включают значения напряжения источника питания, коэффициента усиления на двух частотах, входного и выходного сопротивлений, входного и выходного напряжений.

На рис. 4.15 изображена ИМС широкополосного трехкаскадного усилителя 175УС1, а на рис. 4.16 — наиболее типичная схема ее включения. Транзистор  $T_1$  в усилителе включен по схеме с последовательной обратной связью по току на резисторе  $R_4$ , транзистор  $T_2$  обычно включен по схеме ОЭ, а транзистор  $T_3$  — по схеме ОК. Соединение выводов 13 и 14 обеспечивает охват усилителя общей отрицательной обратной связью по напряжению последовательного типа. Вывод 2

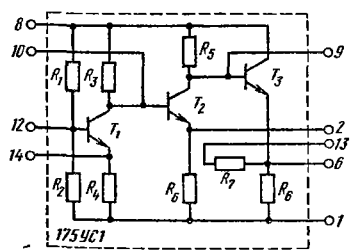


Рис. 4.15

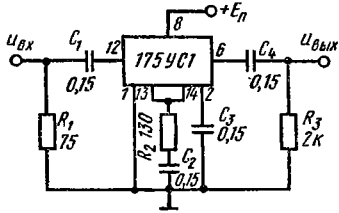


Рис. 4.16

используется для подключения блокирующей емкости к второму каскаду, выводы 9 и 10 — для подключения корректирующих емкостей. Цепочка  $R_2 - C_2$  на рис. 4.16 позволяет корректировать АЧХ данного трехкаскадного усилителя. В справочных данных на эту ИМС приводятся следующие цифры, которые являются основой для расчетов:  $K_U \geq 10$ ,  $R_{вх} = 1$  кОм,  $R_{вых} = 75$  Ом на частоте 100 кГц,  $f_B \geq 45$  МГц. На частоте  $f_B$  усиление снижается на 3 дБ по сравнению со своим значением на средних частотах.

## ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

**4.9.** Рассчитать широкополосный усилитель напряжения, работающий на согласованный кабель ( $R_H = 75$  Ом), по следующим данным:  $u_r = 2,5$  мВ;  $R_r = 1$  кОм;  $u_n = 500$  мВ;  $K_r \leq 5\%$ ;  $f_B \geq 20$  МГц. Нестабильность коэффициента усиления при всех условиях эксплуатации не должна превышать 10%.

### Решение

1. Будем использовать в усилителе ИМС 175УС1А, так как она обеспечивает усиление до частоты 45 МГц.

2. Подсчитаем необходимое количество микросхем  $n$ . Требуемое усиление  $K_U = u_n/u_r = 500/2,5 = 200$ . С учетом потерь усиления на входе и выходе усилителя и учитывая, что гарантированный коэффициент усиления одной ИМС 175УС1А составляет 10, получим  $n = 3$ .

3. Найдем коэффициент усиления всего усилителя по формуле

$$K_U = \frac{R_{вх1}}{R_r + R_{вх1}} K_{U1} \frac{R_{вх2}}{R_{вых1} + R_{вх2}} K_{U2} \frac{R_{вх3}}{R_{вых2} + R_{вх3}} K_{U3} \frac{R_H}{R_{вых3} + R_H}.$$

Учитывая, что  $R_{вх1} = R_{вх2} = R_{вх3} = 1$  кОм (по справочным данным для микросхемы 175УС1А), а  $R_{вых1} = R_{вых2} = R_{вых3} = 75$  Ом, получим

$$K_U = \frac{1}{1+1} 10 \frac{1}{0,075+1} 10 \frac{1}{0,075+1} 10 \frac{0,075}{0,075+0,075} = 216,$$

т. е. усилитель будет обеспечивать необходимое усилие.

4. Проверяем верхнюю граничную частоту усилителя:

$$f_B = \frac{\bar{f}_B}{\sqrt{3}} = \frac{45}{\sqrt{3}} = 26 \text{ МГц} > 20 \text{ МГц},$$

где  $\bar{f}_B = f_{B1} = f_{B2} = f_{B3}$  — верхняя граничная частота ИМС. Необходимая широкополосность усилителя обеспечивается.