

Рис. 3.1. Схема опыта для измерения входного сопротивления, коэффициента усиления и исследования АЧХ

Таблица 3.1

Петля ОС	Параметры	$K_0$	$R_{вх}$ , кОм	$R_{вых}$ , Ом	$f_0$ , кГц	$U_{вых.др}$ , мВ
разомкнутая	опытные					
замкнутая	опытные					
	расчетные					
	Погрешность, %					

### 3.2.2. Исследование амплитудно-частотной характеристики.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) – это зависимость коэффициента усиления  $K(f) = U_{вых}(f)/E_r$  от частоты  $f$  входного сигнала. АЧХ может быть исследована или в режиме непосредственных измерений, или в автоматическом режиме. Во втором случае, не включая питание схемы рис. 3.1 и не открывая панели измерительных приборов, включить режим (Simulate/Analyses/) AC Analysis и произвести следующие установки:

AC Analysis

Frequency Parameters

Start frequency (FSTART) 10 Hz  
 Stop frequency (FSTOP) 100 kHz  
 Sweep type Decade  
 Number of points per decade 100  
 Vertical scale Linear.

Output variables

Selected variables for analysis  
 All variables  
 \$1

Запустить режим анализа, щелкнув мышью по кнопке Simulate. На поле графика АЧХ ввести координатную сетку (View/Show/Hide Grid) и курсоры (View/Show/Hide Cursors). Перемещая курсор 1, считать из таблицы AC Analysis координаты точек графика  $f = x_1$  и  $K(f) = y_1$ , заполнив подготовленную для этого таблицу. Число точек графика и их положение выбирается произвольно, но так, чтобы по этим точкам можно было воспроизвести на миллиметровой бумаге график АЧХ. Среди выбранных точек обязательно должна быть точка, соответствующая верхней граничной частоте  $f_0$  полосы пропускания, т.е. частоте, на которой коэффициент усиления  $K(f)$  уменьшается (без учета знака) по сравнению с  $K_0$  в  $\sqrt{2}$  раз (значение  $K(f) = K_0$  на частоте  $f = 100$  Гц можно зафиксировать курсором 2, сравнив при этом значение  $K_0$  этого пункта и пункта 3.2.1 и обратив внимание, что коэффициент  $K_0$  отрицателен, как это следует из фазочастотной характеристики).

### 3.2.3. Исследование усилителя с обратной связью.

Чтобы перейти к усилителю с отрицательной обратной связью (ООС), необходимо в схеме рис. 3.1 отсоединить резистор R2 от общей шины и подсоединить его к выходному зажиму 1 усилителя. Исследование этого усилителя провести в таком же объеме и такой же последовательности, как это имело место в случае усилителя с разомкнутой обратной связью. Обратить внимание на характер отличия параметров усилителя с параллельной отрицательной обратной связью ( $K_{0c}$ ,  $R_{вх.c}$ ,  $f_{0.c}$ ) и усилителя без обратной связи ( $K_0$ ,  $R_{вх}$ ,  $f_0$ ).

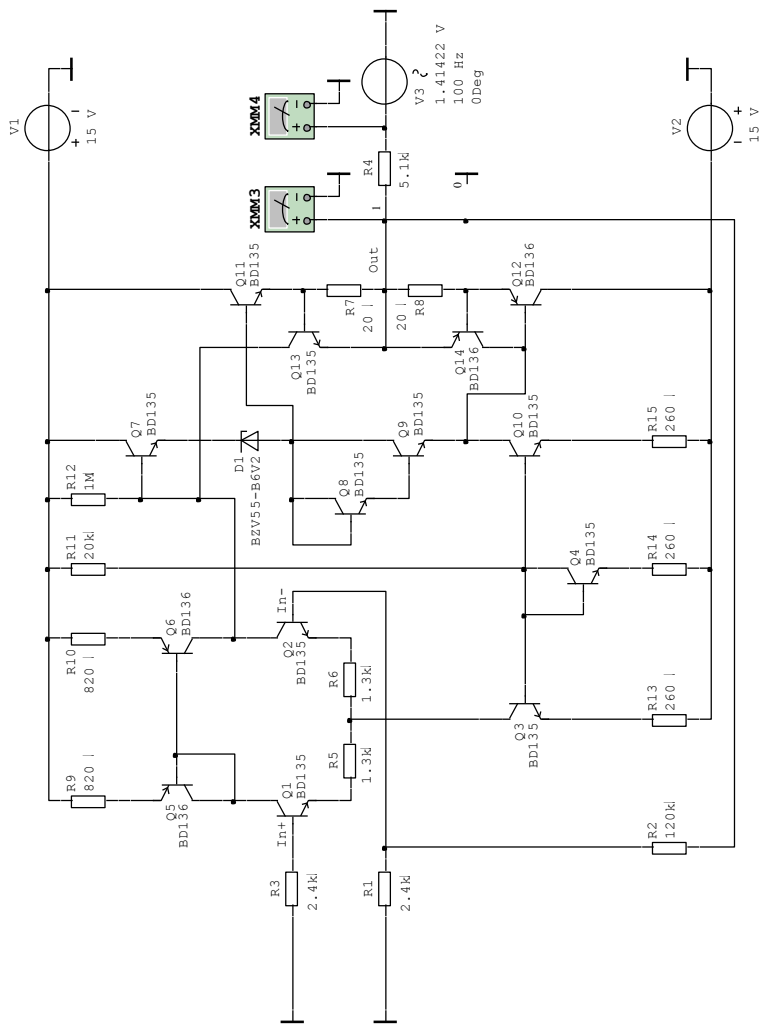


Рис. 3.2. Схема опыта для измерения выходного сопротивления

### 3.2.4. Измерение выходного сопротивления и напряжения дрейфа.

Чтобы измерить выходное сопротивление усилителя, достаточно представить усилитель со стороны его выхода в виде пассивного элемента – резистора  $R_{вых}$ . Подав на выход усилителя от источника V3 переменного напряжения через резистор нагрузки R4 напряжение  $E_{д.и} = 1$  В (показание вольтметра ХММ4) и измерив вольтметром ХММ3 напряжение  $U_{вых}$  на эквивалентном сопротивлении  $R_{вых}$  (т.е. на выходе усилителя), можно при известном значении сопротивления  $R_4$  определить

$$R_{вых} = R_4 \frac{U_{вых}}{E_{д.и} - U_{вых}}.$$

Измерение  $R_{вых}$  производится в схеме рис. 3.2 как при замкнутой, так и при разомкнутой петле обратной связи (при включенном питании схемы).

В этой схеме (или в схеме рис. 3.1) можно измерить выходное напряжение дрейфа  $U_{вых.др}$ , переключив вольтметр ХММ3 в режим измерения постоянного напряжения и уменьшив амплитуду переменного напряжения источника V3 (или XFG1) путем задания минимальной размерности (pV). Убедиться в том, что отрицательная обратная связь уменьшает напряжение дрейфа.

### 3.3. Поверочный расчет

По данным эксперимента для усилителя без обратной связи ( $K_0 < 0$ ,  $R_{вх}$ ,  $R_{вых}$ ,  $f_{в}$ ,  $U_{вых.др}$ ), зная значения сопротивлений внешних резисторов R1, R2, R4, определить показатель обратной связи

$$\gamma = 1 - K_0 \frac{R_1}{R_2}$$

и рассчитать параметры ( $K_{0с}$ ,  $R_{вх.с}$ ,  $R_{вых.с}$ ,  $f_{в.с}$ ,  $U_{вых.др.с}$ ) усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению:

$$K_{0с} = K_0 / \gamma; \quad f_{в.с} = \gamma f_{в};$$

$$R_{вх.с} = 1/G_{вх.с}; \quad R_{вых.с} = 1/G_{вых.с}; \quad U_{вых.др.с} = U_{вых.др} / \gamma,$$

где  $G_{вх.с} = \gamma(G_{вх} + G_1) - G_1$ ;  $G_{вых.с} = \gamma(G_{вых} + G_4) - G_4$ ;  $G_i = 1/R_i$ .

### 3.4. Содержание отчета:

- \* цель работы;
- \* принципиальная схема усилителя с обратной связью;
- \* расчет параметров усилителя с обратной связью;
- \* таблицы опытных и расчетных данных;
- \* графики амлитудно-частотных характеристик;
- \* выводы по результатам экспериментального исследования.

### 3.5. Сведения и комментарии

#### 3.5.1. Балансные каскады усилителей постоянного тока.

Поскольку усилитель постоянного тока (УПТ) предназначен для усиления сигналов, частотный спектр которых простирается до частот, близких к нулю, в схеме УПТ не могут использоваться разделительные и блокирующие конденсаторы. Применение двух источников питания позволяет согласовать по постоянному току входы усилителя с источниками входных сигналов, а выход усилителя – с нагрузкой. Согласование каскадов между собой выполняется путем применения транзисторов с разным типом проводимости, а в отдельных случаях (как это имеет место в исследуемой здесь схеме) – за счет включения в схему дополнительных согласующих элементов.

Напряжение на выходе УПТ при отсутствии входного сигнала отличается от нуля не только из-за шумов, но также из-за изменения рабочих режимов по постоянному току транзисторов, причиной чего является изменение температурного режима или питающих напряжений. Это явление характеризуется понятием “дрейф нуля” и оценивается параметром “напряжение смещения”  $U_{см}$ , которое есть приведенное к входу напряжение дрейфа  $U_{вых.др}$ , взятое с обратным знаком, т.е.  $U_{см} = -U_{вых.др} / K_0$ . Отрицательная обратная связь, хотя и уменьшает выходное напряжение дрейфа  $U_{вых.др}$ , но уменьшает и коэффициент усиления  $|K_0|$ , поэтому обратная связь не может быть инструментом для уменьшения напряжения смещения  $|U_{см}|$ . Значительно снизить напряжение смещения позволяет применение специальных балансных каскадов, у которых за счет использования пар идентичных элементов достигается взаимная компенсация нестабильностей режимов. По балансной схеме строится в основном входной каскад (редко – второй), вклад которого в выходное напряжение дрейфа наибольший.

На рис. 3.3 приведена схема простейшего балансного каскада на биполярных транзисторах. Применение двух источников питания (положительного и отрицательного напряжения, причем  $E_{п1} = E_{п2}$ ) способствует согласованию по постоянному току каскадов между собой, а также с источником входного сигнала (каскад может работать и при нулевых постоянных напряжениях на базах, поскольку токи баз транзисторов задаются источником питания  $E_{п2}$ ). Если плечи каскада, состоящие соответственно из элементов  $V_1, R_1$  и  $V_2, R_2$ , идентичны (т.е.

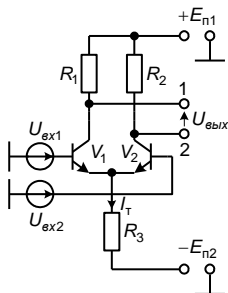


Рис. 3.3. Балансный каскад ОЭ

Если плечи каскада, состоящие соответственно из элементов  $V_1, R_1$  и  $V_2, R_2$ , идентичны (т.е.

$R_1 = R_2 = R$ ,  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ ,  $r_1^* = r_2^* = r^*$ ,  $I_{ок1} = I_{ок2} = I_{ок}$ ), то при отсутствии входных сигналов ( $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$ ) напряжение на выходе каскада  $U_{вых} = U_{вых1} - U_{вых2}$

равно нулю и не будет изменяться при согласованном изменении параметров идентичных элементов, а также при изменении напряжений источников питания.

Рассмотрим работу каскада для случая, когда  $U_{\text{вх1}} \neq 0$ , а  $U_{\text{вх2}} = 0$ . Сигнал с первого входа (Вх.1) поступает на первый выходной зажим (Вых.1) по пути Вх.1  $\rightarrow$  Б<sub>1</sub>  $\rightarrow$  К<sub>1</sub>  $\rightarrow$  Вых.1, а на второй выходной зажим (Вых.2) – по пути Вх.1  $\rightarrow$  Б<sub>1</sub>  $\rightarrow$  Э<sub>1</sub>  $\rightarrow$  Э<sub>2</sub>  $\rightarrow$  К<sub>2</sub>  $\rightarrow$  Вых.2. Выражение выходного напряжения при этом будет иметь вид

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = U_{\text{вх1}} K_{1\text{бк}} - U_{\text{вх1}} K_{1\text{бэ}} K_{2\text{эк}},$$

где  $K_{1\text{бк}}$  и  $K_{1\text{бэ}}$  – коэффициенты усиления транзистора  $V_1$  соответственно с базы на коллектор и с базы на эмиттер, а  $K_{2\text{эк}}$  – коэффициент усиления транзистора  $V_2$  с эмиттера на коллектор. Выражения этих коэффициентов можно записать в таком виде:

$$K_{1\text{бк}} = -\frac{\alpha_1 R_1}{r_1^* + R_3 \| r_2^*}; \quad K_{1\text{бэ}} = -\frac{R_3 \| r_2^*}{r_1^* + R_3 \| r_2^*}; \quad K_{2\text{эк}} = \frac{\alpha_2 R_2}{r_2^*}.$$

Полагая  $R_3 \gg r_2^*$  и учитывая, что плечи каскада идентичны, получим выражение коэффициента усиления каскада с первого входа:

$$K_1 = \frac{U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вх1}}} = -\frac{\alpha R}{r^*}.$$

Аналогично для случая  $U_{\text{вх1}} = 0$ ,  $U_{\text{вх2}} \neq 0$  будем иметь

$$K_2 = \frac{U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вх2}}} = \frac{\alpha R}{r^*}.$$

Таким образом, у балансного каскада один из входов (здесь – первый) инвертирующий, а другой неинвертирующий, причем коэффициенты усиления с этих входов по модулю одинаковые.

Если сигналы поданы на оба входа, то выходное напряжение равно усиленной разности двух входных напряжений:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\alpha R}{r^*} (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}),$$

т.е. балансный каскад проявляет дифференциальные свойства. При подаче на вход синфазного сигнала  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх.сф}}$  выходное напряжение у идеального дифференциального каскада равно нулю, а у реального каскада выходное напряжение

$$U_{\text{вых.сф}} = U_{\text{вх.сф}} \left( \frac{\alpha_1 R_1}{r_1^*} \frac{R_3 \| r_1^*}{r_2^* + R_3 \| r_1^*} - \frac{\alpha_1 R_1}{r_1^* + R_3 \| r_2^*} + \frac{\alpha_2 R_2}{r_2^* + R_3 \| r_1^*} - \frac{\alpha_2 R_2}{r_2^*} \frac{R_3 \| r_2^*}{r_1^* + R_3 \| r_2^*} \right)$$

и коэффициент усиления синфазного сигнала  $K_{\text{сф}} = U_{\text{вых.сф}} / U_{\text{вх.сф}}$  будут, при прочих равных условиях, меньше, если  $R_3 \gg r^*$ .

Значительное увеличение сопротивления линейного резистора  $R_3$  при заданном токе  $I_T$  невозможно, поскольку это потребует большого напряжения от источника питания  $E_{п2}$ .

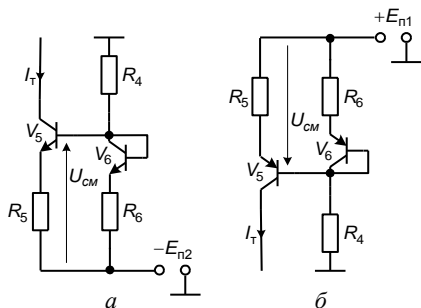


Рис. 3.4. Генераторы тока: а – на  $n-p-n$ -транзисторах; б – на  $p-n-p$ -транзисторах

рис. 3.4 транзистор в диодном включении  $V_6$  служит для термокомпенсации изменения тока коллектора  $I_T$  (с увеличением температуры напряжение  $U^*$  открытого эмиттерного перехода транзистора  $V_6$  уменьшается, в результате чего уменьшается напряжение смещения  $U_{см}$ , подаваемое на базу транзистора  $V_5$ , что препятствует увеличению коллекторного тока  $I_T$ , вызываемому изменением собственных температурозависимых параметров транзистора  $V_5$ ).

Генераторы тока используются также вместо резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , что способствует увеличению коэффициента усиления каскада, поскольку сопротивление его нагрузки не будет зависеть от  $R_1$  и  $R_2$ , а будет определяться только входным сопротивлением последующего каскада (у генераторов тока, включаемых вместо резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , цепь смещения  $R_6, V_6, R_4$  является общей).

Чтобы увеличить входное дифференциальное сопротивление каскада

$$R_{вх} = 2 \frac{r^*}{1 - \alpha},$$

транзисторы входного каскада переводят в режим микротоков, поскольку при уменьшении тока эмиттера  $I_э$  увеличивается сопротивление  $r_э = \varphi_T / I_э$ , а значит, и  $r^* = r_э + r_э(1 - \alpha)$ . Но у обычных транзисторов, работающих в режиме микротоков, коэффициент  $\alpha$  небольшой ( $\alpha \approx 0,98$ ), поэтому применяются специальные транзисторы со сверхтонкой базой (супербета-транзисторы), у которых и в режиме микротоков  $\alpha \geq 0,999$ , т.е.  $\beta \geq 1000$ . Так как напряжение пробоя коллекторного перехода у таких транзисторов небольшое (порядка 1,5...2 В), в каскадах, выполненных с использованием су-

Поэтому вместо резистора  $R_3$  чаще всего используется нелинейный элемент в виде генератора тока на биполярном транзисторе  $V_5$  (рис. 3.4), у которого дифференциальное сопротивление коллекторного перехода может достигать нескольких мегом при сравнительно небольшом постоянном напряжении между коллектором и эмиттером, но достаточном, чтобы ввести транзистор в активный режим (пологий участок ВАХ). В схемах на

пербета-транзисторов, предусматриваются меры защиты, исключающие работу супербета-транзисторов при опасных для них напряжениях.

На рис. 3.5 приведена схема балансного каскада с супербета-транзисторами  $V_1$  и  $V_2$ , которые совместно с обычными транзисторами  $V_3$  и  $V_4$  образуют идентичные плечи каскада ( $V_1, V_3$  и  $V_2, V_4$ ). Назначение генератора

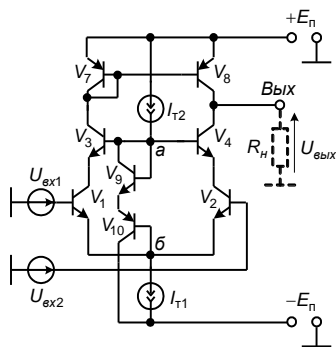


Рис. 3.5. Балансный каскад ОЭ-ОБ

тока  $I_{T1}$ , выполненного по схеме рис. 3.4,а, такое же, как и в схеме каскада типа ОЭ (рис. 3.3), а генератора тока  $I_{T2}$  (рис. 3.4,б) – обеспечение базовых токов транзисторов  $V_3$  и  $V_4$ , а также токов транзисторов  $V_9$  и  $V_{10}$ . Транзисторы  $V_9$  (в диодном включении) и  $V_{10}$  образуют схему защиты супербета-транзисторов  $V_1$  и  $V_2$ , не допуская на их коллекторах опасного напряжения. Поскольку транзисторы  $V_9$  и  $V_{10}$  всегда открыты, напряжение между точками а и б ( $U_{аб}$ )

примерно равно  $2U^*$ , и оно не может существенно измениться из-за свойств  $p-n$ -переходов. Это напряжение приложено между базой транзистора  $V_3$  ( $V_4$ ) и эмиттером транзистора  $V_1$  ( $V_2$ ), поэтому напряжение между коллектором и эмиттером супербета-транзистора  $V_1$  равно  $U_{1кэ} = U_{аб} - U_{3бэ} \approx U^*$ , т.е. к коллекторному переходу транзистора  $V_1$  ( $V_2$ ) приложено напряжение, близкое к нулю. Транзисторы  $V_7$  и  $V_8$  образуют активную нагрузку каскада с несимметричным выходом, который требуется, если последующий каскад небалансный. Транзистор  $V_8$  работает в режиме генератора тока, являясь высокоомной нагрузкой для правого плеча каскада, а транзистор в диодном включении  $V_7$  задает напряжение смещения на базу транзистора  $V_8$ , а также служит низкоомной нагрузкой для левого плеча каскада. Несмотря на то, что нагрузки для левого и правого плеча резко различаются по сопротивлению, балансные свойства каскада сохраняются, поскольку изменение (небольшое) постоянного напряжения на нагрузке левого плеча затем усиливается транзистором  $V_8$  и суммируется на выходе каскада с приращением (относительно большим) постоянного напряжения на нагрузке правого плеча, причем эти приращения оказываются одинаковыми по модулю и разными по знаку (транзистор  $V_8$  инвертирует сигнал с левого плеча). В то же время для сигнала, поступившему на первый вход каскада ( $B_{x.1}$ ), коэффициенты передачи по пути  $B_{x.1} \rightarrow B_1 \rightarrow K_1 \rightarrow \mathcal{E}_3 \rightarrow K_3 \rightarrow K_7 \rightarrow B_8 \rightarrow K_8 \rightarrow \text{Вых}$  и пути



Вх.1 → B<sub>1</sub> → Э<sub>1</sub> → Э<sub>2</sub> → K<sub>2</sub> → Э<sub>4</sub> → K<sub>4</sub> → Вых одинаковы и по модулю, и по знаку:

$$K_1 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх1}}} = K_{16\kappa} K_{3\text{эк}} K_{86\kappa} + K_{16\text{э}} K_{2\text{эк}} K_{4\text{эк}} = \frac{\alpha_1 \alpha_3 \alpha_8 R_H}{r_1^* + r_2^*} + \frac{\alpha_2 \alpha_4 R_H}{r_1^* + r_2^*} \approx \frac{\alpha_1 \alpha_3 R_H}{r_1^*}.$$

(На рис. 3.5  $R_H$  – это эквивалентная, а не реальная нагрузка, подключение которой к выходу каскада должно быть согласовано по постоянному току). При выводе этой формулы предполагалось, что  $\alpha_1 = \alpha_2$ ,  $\alpha_3 = \alpha_4$ ,  $r_1^* = r_2^*$ ,  $r_3^* = r_4^*$ ,  $r_7^* = r_8^*$ ,  $\alpha_8 \approx 1$ , и, кроме того, полагалось, что узел  $a$  по переменному току заземлен.

Рассматривая аналогично работу каскада со второго входа, получим

$$K_2 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх2}}} \approx -\frac{\alpha_1 \alpha_3 R_H}{r_1^*},$$

т.е. второй вход каскада является инвертирующим.

В схеме на рис. 3.5 транзистор  $V_1$  для входного сигнала  $U_{\text{вх1}}$  включен с общим эмиттером, а транзистор  $V_3$  – с общей базой (то же самое можно сказать о транзисторах  $V_2$  и  $V_4$  для сигнала  $U_{\text{вх2}}$ ) – отсюда название каскада: ОЭ-ОБ. Известны другие схемы каскадов, у которых первый транзистор плеча включен с общим коллектором, а второй – с общим эмиттером или с общей базой, причем входные транзисторы могут быть обычными или супербета (для них обязательно предусматривается защита). На рис. 3.6 в качестве примера приведена схема каскада ОК-ОБ с активной нагрузкой, построенной, в отличие от рассмотренной ранее (см. рис. 3.5), на трех транзисторах ( $V_7$ ,  $V_8$  и  $V_9$ ), из которых

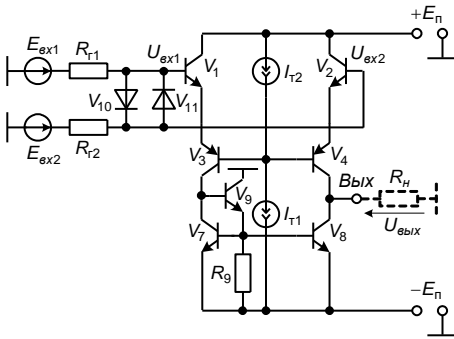


Рис. 3.6. Балансный каскад ОК-ОБ

два ( $V_7$  и  $V_9$ ) образуют местную петлю отрицательной обратной связи (отметим, что любая из активных нагрузок может использоваться с любым балансным каскадом). В этой схеме каскада, кроме очевидного пути передачи входного сигнала

Вх.1 → B<sub>1</sub> → Э<sub>1</sub> → Э<sub>3</sub> → K<sub>3</sub> → B<sub>9</sub> → Э<sub>9</sub> → B<sub>8</sub> → K<sub>8</sub> → Вых (Вх.2 → B<sub>2</sub> → Э<sub>2</sub> → Э<sub>4</sub> → K<sub>4</sub> → Вых), имеет место путь, где на одном из участков сигнал передается из эмиттера в базу: Вх.1 → B<sub>1</sub> → Э<sub>1</sub> → Э<sub>3</sub> → B<sub>3</sub> → B<sub>4</sub> → K<sub>4</sub> → Вых (Вх.2 → B<sub>2</sub> → Э<sub>2</sub> → Э<sub>4</sub> → B<sub>4</sub> → B<sub>3</sub> → K<sub>3</sub> → B<sub>9</sub> → Э<sub>9</sub> → B<sub>8</sub> → K<sub>8</sub> → Вых). Подсчитав по каждому пути число участков база–

коллектор, где сигнал инвертируется, можно видеть, что выходные сигналы плеч, вызванные одним из входных сигналов, суммируются на нагрузке, при этом сигнал с первого входа инвертируется, а со второго – нет:

$$K_1 = \frac{U_{6bлx}}{U_{6x1}} = K_{163}K_{3эк}K_{963}K_{86к} + K_{163}K_{3эб}K_{46к} =$$

$$= \frac{R_{91}}{r_1^* + R_{91}} \frac{\alpha_3 R_{к3}}{R_{91}} \frac{R_{99}}{r_9^* + R_{99}} \frac{-\alpha_8 R_n}{r_8^*} + \frac{R_{91}}{r_1^* + R_{91}} \frac{R'_{63}}{r_3^* + R'_{63}} \frac{-\alpha_4 R_n}{r_4^* + R_{94}} = -\frac{2\alpha_3 R_n}{r_1^* + R_{91}};$$

$$K_2 = \frac{U_{6bлx}}{U_{6x2}} = K_{263}K_{4эк} + K_{263}K_{4эб}K_{36к}K_{963}K_{86к} =$$

$$= \frac{R_{92}}{r_2^* + R_{92}} \frac{\alpha_4 R_n}{R_{92}} + \frac{R_{92}}{r_2^* + R_{92}} \frac{R'_{64}}{r_2^* + R'_{64}} \frac{-\alpha_3 R_{к3}}{r_3^* + R_{93}} \frac{R_{99}}{r_9^* + R_{99}} \frac{-\alpha_8 R_n}{r_8^*} = \frac{2\alpha_4 R_n}{r_2^* + R_{92}}.$$

В приведенных выражениях обозначено (с учетом идентичности плеч, включая транзисторы  $V_7$  и  $V_8$ , а также резисторы  $R_{г1}$  и  $R_{г2}$ ):

$$R'_{63} = R'_{64} = r_3^* + R_{93}; R_{91} = R_{92} = r_4^* + R'_{64}; R_{93} = R_{94} = r_2^* + R_{г2}(1 - \alpha_2); R_{к3} \approx r_7^*.$$

Сопротивление нагрузки транзистора  $V_3$  ( $R_{к3}$ ) небольшое ( $r_7^*$ ), что объясняется действием параллельной отрицательной обратной связи, образованной транзисторами  $V_7$  и  $V_9$ .

Сопротивления  $R_{г1}$  и  $R_{г2}$  оказывают влияние на коэффициенты усиления  $K_1$  и  $K_2$  не только в рассматриваемой схеме каскада ОК-ОБ, но и в других схемах каскадов на биполярных транзисторах. Поэтому, чтобы иметь одинаковые по модулю коэффициенты  $K_1$  и  $K_2$ , требуется выполнение условия  $R_{г1} = R_{г2}$ . Если же  $R_{г1} = R_{г2} = 0$ , то выражения  $K_1$  и  $K_2$ , а также входного дифференциального сопротивления принимают вид

$$K_1 = -\frac{\alpha_3 R_n}{r_1^* + r_3^*}; K_2 = \frac{\alpha_3 R_n}{r_1^* + r_3^*}; R_{вх} = 2 \frac{r_1^* + r_3^*}{1 - \alpha_1}.$$

Поскольку токи баз транзисторов  $V_3$  и  $V_4$  очень малые, базы питаются разностью токов генераторов  $I_{г1}$  и  $I_{г2}$ , так как затруднительно построить генератор стабильного тока низкого значения. Для защиты балансных каскадов от большого дифференциального сигнала на их входах устанавливаются диоды (транзисторы в диодном включении), ограничивающие максимальный входной дифференциальный сигнал (при нормальной работе диоды закрыты). На рис. 3.6 схема защиты состоит из диодов  $V_{10}$ ,  $V_{11}$  и резисторов  $R_{г1}$ ,  $R_{г2}$  (вместо диода может использоваться связка из транзистора и диода, включенного между коллектором и базой транзистора).

### 3.5.2. Выходные каскады усилителей постоянного тока.

В выходных каскадах транзисторы работают в режимах, близких к предельным эксплуатационным режимам, что является отличительной особенностью выходных каскадов. В усилителе постоянного тока нагрузка подключается к выходу усилителя непосредственно.

Основными параметрами выходного каскада являются: максимальная выходная мощность сигнала –  $P_{\text{вых.мах}}$ ; максимальное выходное напряжение –  $U_{\text{вых.мах}}$ ; максимальный выходной ток –  $I_{\text{вых.мах}}$ ; максимальный коэффициент полезного действия –  $\eta_{\text{мах}}$ ; максимальная потребляемая от источников питания мощность –  $P_{\text{потр.мах}}$ ; максимальная рассеиваемая мощность –  $P_{\text{рас.мах}}$ . Чтобы улучшить эти эксплуатационные параметры, рабочую точку транзисторов выходного каскада устанавливают в секторе отсечки, когда ток коллектора при отсутствии входного сигнала близок к нулю. Чтобы при этом исключить нелинейные искажения сигнала, выходной каскад строят по двухтактной схеме.

На рис. 3.7,а приведена схема двухтактного выходного каскада, работающего в режиме В, у которого токи через транзисторы протекают только при наличии входного сигнала определенной полярности (положение рабочей точки транзистора в этом режиме отмечено на рис. 3.7,б буквой В). При положительном напряжении на входе ( $U_{\text{вх}} > U^*$ ) открывается транзистор  $V_1$  ( $V_2$  закрыт), и через него от источника питания  $+E_{\text{п}}$  в нагрузку  $R_{\text{н}}$  течет ток, сохраняющий форму входного сигнала. При отрицательной полярности входного сигнала ( $U_{\text{вх}} < -U^*$ ), наоборот, работает транзистор  $V_2$ , а  $V_1$  закрыт, и ток в нагрузку течет от источника  $-E_{\text{п}}$ . Хотя токи через транзисторы протекают только в течение половины периода действия входного сигнала, ток в нагрузке, благодаря их поочередной работе, протекает в течение всего периода, что исключает большие искажения выходного сигнала (транзисторы  $V_1$  и  $V_2$ , составляющие комплементарную, т.е. взаимно дополняющую пару, должны быть по возможности идентичными).

Чтобы определить параметры каскада, через рабочую точку транзистора ( $U_{\text{кз}} = E_{\text{п}}$ ,  $I_{\text{к}} = 0$ ) и точку с координатами  $U_{\text{кз}} = 0$ ,  $I_{\text{к}} = E_{\text{п}}/R_{\text{н}}$  проведем нагрузочную прямую (здесь нагрузочные прямые по постоянному и переменному току совпадают). Записав выражение выходной мощности в виде

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} U_{\text{вых.м}} I_{\text{вых.м}} = \frac{U_{\text{вых.м}}^2}{2R_{\text{н}}}$$

и приняв во внимание, что максимальная амплитуда выходного напряжения может достигать значения, близкого к  $E_{\text{п}}$  ( $U_{\text{вых.м}} < E_{\text{п}}$ ), найдем максимальную выходную мощность:

$$P_{\text{вых.max}} < \frac{E_{\text{п}}^2}{2R_{\text{н}}}.$$

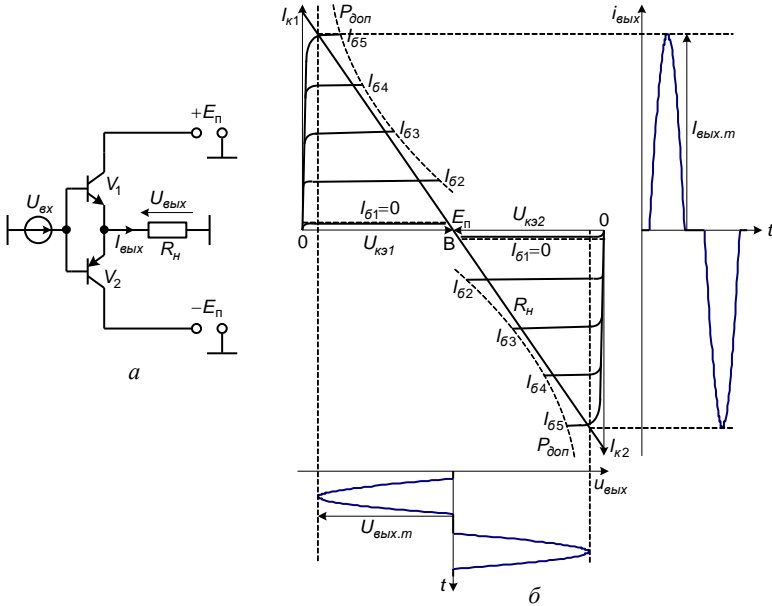


Рис. 3.7. Двухтактный выходной каскад в режиме В: а – схема; б – временные диаграммы выходного напряжения и тока

Учитывая, что в режиме В ток через транзистор протекает только в течение половины периода действия входного гармонического сигнала, среднее значение тока транзистора за весь период, а также потребляемая каскадом мощность описываются соотношениями

$$I_{\text{ср1}} = I_{\text{ср2}} = I_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{вых.m}}}{\pi} = \frac{U_{\text{вых.m}}}{\pi R_{\text{н}}}; \quad P_{\text{номр}} = P_{\text{номр1}} + P_{\text{номр2}} = 2E_{\text{п}} I_{\text{ср}} = \frac{2E_{\text{п}} U_{\text{вых.m}}}{\pi R_{\text{н}}},$$

откуда следует, что каскад, работающий в режиме В, потребляет от источников питания мощность только при наличии входного сигнала, и эта мощность достигает своего максимального значения при максимальном выходном сигнале ( $U_{\text{вых.m}} < E_{\text{п}}$ ):

$$P_{\text{номр.max}} < \frac{2E_{\text{п}}^2}{\pi R_{\text{н}}}.$$

Таким образом, в режиме В максимальный КПД двухтактного каскада

$$\eta_{\text{max}} = \frac{P_{\text{вых.max}}}{P_{\text{номр.max}}} \approx \frac{\pi}{4}$$

оказывается заметно больше, чем у двухтактного каскада в режиме А, когда рабочая точка транзисторов расположена в рабочем секторе семейства выходных вольт-амперных характеристик ( $\eta_{\max} \approx 0,5$ ).

Рассеиваемая двумя транзисторами в виде тепла мощность

$$P_{pac} = P_{номр} - P_{вых} = \frac{2E_{\pi} U_{вых.н}}{\pi R_{\pi}} - \frac{U_{вых.н}^2}{2R_{\pi}}$$

достигает своего максимального (неблагополучного для транзисторов) значения при  $U_{вых.н} = 2E_{\pi}/\pi$ :

$$P_{pac.max} = \frac{2E_{\pi}^2}{\pi^2 R_{\pi}}.$$

Поскольку максимальная рассеиваемая одним транзистором мощность не должна превышать допустимую, т.е.  $P_{pac.max} \leq 2P_{дон}$ , а  $P_{pac.max} > 4P_{вых.max}/\pi^2$ , максимальная выходная мощность каскада, работающего в режиме В, определится из соотношения

$$P_{вых.max} < \frac{\pi^2}{2} P_{дон}$$

(в общем случае необходимо учитывать максимальную мгновенную мощность, которая может привести к недопустимому перегреву транзистора, поэтому на практике принимается  $P_{вых.max} \leq (2 \dots 4)P_{дон}$ , но это все равно лучше, чем в режиме А, когда  $P_{вых.max} \leq P_{дон}$ ).

Как видно из входной характеристики транзистора, положение рабочей точки в режиме В таково, что транзистор не управляется при малых входных напряжениях, поэтому форма выходного сигнала искажается (характер этих искажений показан на рис. 3.7,б). Чтобы исключить нелинейные искажения при малых входных сигналах, на каждый транзистор выходного каскада подается напряжение смещения  $U_{бз} \approx U^*$ , в результате чего транзисторы переводятся в режим АВ. В режиме АВ сохраняются все преимущества режима В.

Напряжение смещения, поступающее на базы транзисторов выходного каскада ( $V_1$  и  $V_2$  на рис. 3.8,а), образуется на диоде  $V_3$  (транзисторе в диодном включении) и эмиттерном переходе транзистора  $V_4$  при протекании через них тока от генератора  $I_T$ , который также задает эмиттерный ток транзистора  $V_7$ , включенного для сигнала по схеме с общим коллектором. Это напряжение смещения, равное примерно  $2U^*$ , можно организовать и на двух последовательно включенных диодах, однако дифференциальное сопротивление двух диодов  $2r_{\partial}$  больше сопротивления связки диод–транзистор  $V_3-V_4$ , которое равно  $r^* + r_{\partial}/\beta$  ( $r^*$  и  $\beta$  – параметры транзистора  $V_4$ ). Малое дифференциальное сопротивление элементов смещения  $V_3$  и  $V_4$ , наряду с боль-

шим дифференциальным сопротивлением генератора тока  $I_T$ , позволяет без потерь передать сигнал с эмиттера транзистора  $V_7$  (от базы транзистора  $V_2$ ) на базу транзистора  $V_1$ , что требуется из условия симметрии плеч двухтактного выходного каскада, т.е. идентичности условий прохождения положительной и отрицательной полуволн сигнала.

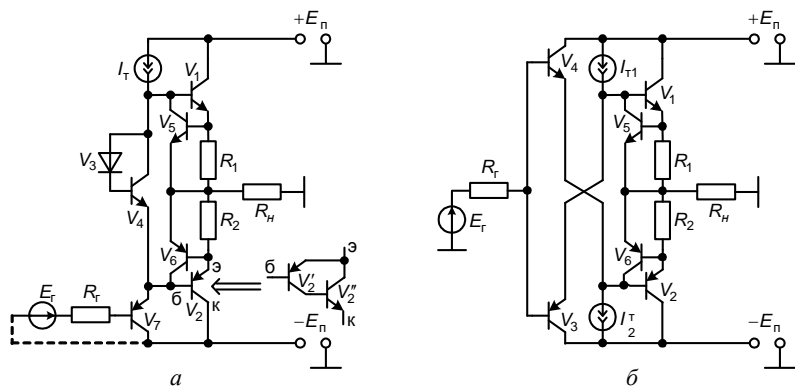


Рис. 3.8. Двухтактные выходные каскады класса АВ с различными схемами задания напряжения смещения

При значительном уменьшении сопротивления нагрузки  $R_n$  (например, при коротком замыкании) эмиттерные токи транзисторов выходного каскада резко возрастают, что может привести к тепловому разрушению транзисторов. Чтобы это исключить, в выходные каскады в обязательном порядке встраивается схема защиты ( $V_5$ ,  $V_6$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  на рис. 3.8). При нормальной работе каскада напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  недостаточны для открывания транзисторов  $V_5$  и  $V_6$ , поскольку малы сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . При коротком замыкании выхода эмиттерный ток транзистора  $V_1$  (или, в зависимости от полярности входного сигнала,  $V_2$ ) резко увеличивается, увеличивается и падение напряжения на резисторе  $R_1$  (или  $R_2$ ), открывается транзистор  $V_5$  ( $V_6$ ), в результате чего шунтируется база транзистора  $V_1$  ( $V_2$ ), что приводит к фиксации на определенном (безопасном) уровне его базового и эмиттерного тока. Если  $p-n-p$ -транзистор  $V_2$  изготовлен на одной полупроводниковой подложке с другими  $p-n-p$ -транзисторами микросхемы, то его коэффициент усиления базового тока  $\beta_2$  небольшой (несколько единиц), поэтому вместо мощного транзистора  $V_2$  типа  $p-n-p$  часто используется композитный (составной) транзистор, состоящий из маломощного  $p-n-p$ -транзистора  $V_2'$  и мощного  $n-p-n$ -транзистора  $V_2''$  (рис. 3.8,а). Коэффициент усиления базового

тока композитного транзистора равен произведению коэффициентов усиления составляющих его транзисторов, т.е.  $\beta_2 = \beta'_2 \beta''_2$ . С целью повышения эффективности защиты транзистора  $V_2$  коллектор транзистора  $V_6$  иногда подсоединяют не к базе выходного транзистора  $V_2$ , а к одному из узлов цепи предварительного усиления сигнала (непосредственно или через дополнительный транзистор).

На рис. 3.8,б приведена схема двухтактного выходного каскада класса АВ, у которого отсутствуют специальные элементы смещения, а их функции выполняют эмиттерные  $p$ - $n$ -переходы эмиттерных повторителей  $V_3$  и  $V_4$ , предназначенных для усиления тока сигнала с предыдущего каскада. Назначение остальных элементов этой схемы такое же, как и соответствующих элементов схемы рис. 3.8,а.

### 3.5.3. УПТ с обратной связью.

В усилителе с обратной связью (ОС) имеет место передача сигнала с его выхода на вход, реализуемая через специальную цепь, называемую цепью

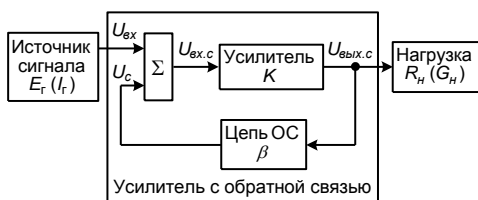


Рис. 3.9. Структурная схема усилителя с обратной связью

обратной связи (рис. 3.9). Петлю обратной связи образуют собственно усилитель с коэффициентом усиления  $K = U_{\text{вых.с}} / U_{\text{вх.с}}$  и цепь ОС с коэффициентом передачи  $\beta = U_c / U_{\text{вых.с}}$  (сумматор  $\Sigma$  – это входная цепь усилителя; с целью упрощения выражений коэффициенты передачи сумматора приняты равными единице). Напряжение на выходе цепи ОС, возникшее в результате действия на ее входе (выходе усилителя) напряжения  $U_{\text{вых.с}}$ , называется напряжением обратной связи  $U_c$ .

Поскольку  $K$  зависит от частоты, обратная связь в широком диапазоне частот имеет комплексный характер, однако в области частот, где можно пренебречь реактивностями схемы, обратную связь можно считать вещественной. При этом она может быть как положительной, так и отрицательной, что зависит от фазового сдвига по петле обратной связи: при четном числе инверсий сигнала она положительная, а при нечетном – отрицательная. В случае положительной ОС напряжения  $U_c$  и  $U_{\text{вх}}$  находятся в фазе, и напряжение на входе собственно усилителя  $U_{\text{вх.с}} = U_{\text{вх}} + U_c$  больше напряжения  $U_{\text{вх}}$ , а в случае отрицательной ОС ( $U_c$  и  $U_{\text{вх}}$  находятся в противофазе) – меньше  $U_{\text{вх}}$ .

При разомкнутой петле обратной связи (характеризующейся тем, что цепь ОС считается подключенной к усилителю, но напряжение обратной связи  $U_c$  полагается равным нулю) на входе собственно усилителя действует напряжение  $U_{\text{вх}}$ , а на выходе –  $U_{\text{вых}}$ , связанные между собой через коэффи-

коэффициент усиления  $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ . При замыкании петли обратной связи напряжение на входе собственно усилителя изменится и станет равным  $U_{\text{вх.с}}$ , изменится и выходное напряжение  $U_{\text{вых.с}} = KU_{\text{вх.с}}$ , в связи с чем произойдет изменение и коэффициента усиления усилителя для напряжения  $U_{\text{вх}}$ :

$$K_c = \frac{U_{\text{вых.с}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых.с}}/U_{\text{вх.с}}}{U_{\text{вх}}/U_{\text{вх.с}}} = \frac{K}{(U_{\text{вх.с}} - U_c)/U_{\text{вх.с}}} = \frac{K}{1 - U_c/U_{\text{вх.с}}} = \frac{K}{\gamma}.$$

Здесь  $\gamma = 1 - K_{\text{п}} = U_{\text{вх}}/U_{\text{вх.с}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вых.с}}$  – показатель обратной связи;  $K_{\text{п}} = \beta K = U_c/U_{\text{вх.с}}$  – петлевой коэффициент усиления.

В результате введения обратной связи изменяется не только коэффициент усиления, но и его неустойчивость

$$\frac{\Delta K_c}{K_c} = \frac{1}{\gamma} \frac{\Delta K}{K}.$$

В частности, при отрицательной ОС  $K_{\text{п}} < 0$ ,  $\gamma = 1 - K_{\text{п}} > 1$ , поэтому  $K_c < K$  и  $\Delta K_c/K_c < \Delta K/K$ , а при положительной ОС  $K_{\text{п}} > 0$ ,  $\gamma = 1 - K_{\text{п}} < 1$  и  $\Delta K_c/K_c > \Delta K/K$ , т.е. отрицательная ОС уменьшает как коэффициент усиления, так и неустойчивость коэффициента усиления, тогда как положительная ОС, наоборот, увеличивает.

Характер влияния обратной связи на входное сопротивление зависит не только от знака ОС (положительная ОС или отрицательная), но и от того, как соединены между собой источник входного сигнала, вход собственно усилителя и выход цепи ОС – последовательно (рис. 3.10,а) или параллельно (рис. 3.10,б). Обозначив входное сопротивление (входную проводимость) усилителя при подсоединенной цепи ОС через  $R_{\text{вх}} = R'_{\text{вх}} + R_{\text{вых.}\beta}$  ( $G_{\text{вх}} = G'_{\text{вх}} + G_{\text{вых.}\beta}$ ), запишем очевидные соотношения для случая разомкнутой и замкнутой петли обратной связи:

$$I_{\text{вх}} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}}, \quad I_{\text{вх.с}} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх.с}}};$$

$$U_{\text{вх}} = \frac{I_{\Gamma}}{G_{\Gamma} + G_{\text{вх}}}, \quad U_{\text{вх.с}} = \frac{I_{\Gamma}}{G_{\Gamma} + G_{\text{вх.с}}}.$$

Разделив одно выражение для входного тока (входного напряжения) на другое и учтя, что  $I_{\text{вх}}/I_{\text{вх.с}} = U_{\text{вх}}/U_{\text{вх.с}} = \gamma$ , окончательно получим

$$R_{\text{вх.с}} + R_{\Gamma} = \gamma(R_{\text{вх}} + R_{\Gamma});$$

$$G_{\text{вх.с}} + G_{\Gamma} = \gamma(G_{\text{вх}} + G_{\Gamma}),$$

откуда следует, что отрицательная последовательная обратная связь увеличивает входное сопротивление ( $R_{\text{вх.с}} > R_{\text{вх}}$ ), а параллельная – уменьшает ( $G_{\text{вх.с}} > G_{\text{вх}}$ ).



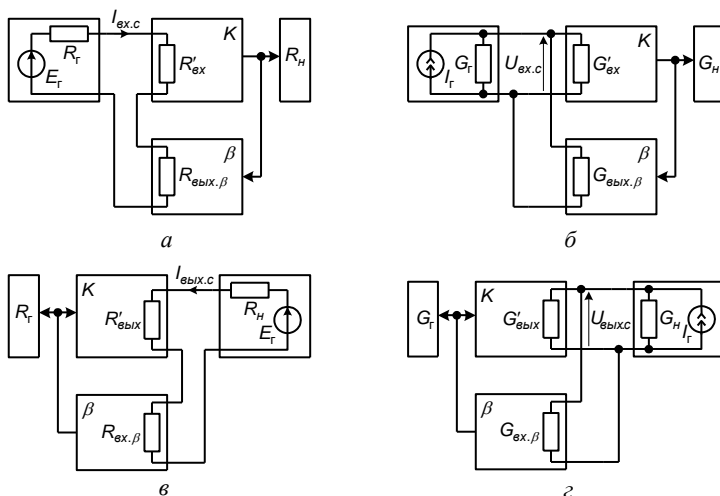


Рис. 3.10. Усилители с обратной связью: а – последовательной; б – параллельной; в – по току; г – по напряжению

Рассматривая аналогично усилитель со стороны выхода отдельно для случая обратной связи по току (рис. 3.10,в) и по напряжению (рис. 3.10,г), будем иметь

$$R_{\text{вых.с}} + R_{\text{н}} = \gamma(R_{\text{вых}} + R_{\text{н}});$$

$$G_{\text{вых.с}} + G_{\text{н}} = \gamma(G_{\text{вых}} + G_{\text{н}}),$$

где  $R_{\text{вых}} = R'_{\text{вых}} + R_{\text{вх.}\beta}$ ;  $G_{\text{вых}} = G'_{\text{вых}} + G_{\text{вх.}\beta}$ ;  $\gamma = U_{\text{вых}}/U_{\text{вых.с}} = I_{\text{вых}}/I_{\text{вых.с}}$ .

Поскольку отрицательная обратная связь (ООС) уменьшает любое возмущение (отклонение параметров), возникшее в усилителе, ее можно использовать для понижения уровня гармоник при нелинейных искажениях или для расширения полосы пропускания усилителя, но последнее, строго говоря, только в том случае, если УПТ описывается не больше чем одной (доминирующей) постоянной времени в области верхних частот.

Высокочастотные искажения в УПТ объясняются, как и в усилителе переменного тока, частотными свойствами транзисторов (граничной частотой коэффициента передачи эмиттерного тока  $f_{\alpha}$  и барьерной емкостью  $c_{\text{к}}$  закрытого коллекторного  $p$ - $n$ -перехода). Хотя в общем случае свойства УПТ в области верхних частот описываются числом постоянных времени, равным числу каскадов, часто достаточно учитывать только одну, наибольшую, постоянную времени  $\tau_{\text{г}}$ , которую имеет входной каскад, обеспечивающий основное усиление всего усилителя. В этом случае функции передачи УПТ без обратной и с обратной связью будут иметь следующий вид:

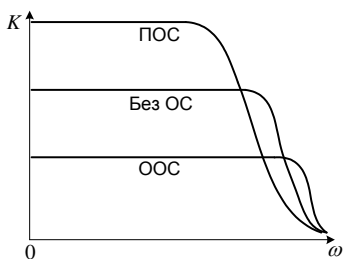


Рис. 3.11. Влияние обратной связи на АЧХ УПТ

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau_g}, \quad K_c(p) = \frac{K_{0c}}{1 + p\tau_{gc}},$$

где  $K_{0c} = K_0/\gamma$ ;  $\tau_{gc} = \tau_g/\gamma$ ;  $\gamma = 1 - \beta K_0$ . При отрицательной обратной связи  $K_0 < 0$ ,  $\tau_{gc} < \tau_g$ , поэтому полоса пропускания усилителя с ООС шире, чем у усилителя без ОС, а тем более по сравнению с усилителем с положительной ОС (ПОС на рис. 3.11).

При большем числе постоянных времени из-за фазового набега по петле обратной связи отрицательная обратная связь на некоторой частоте  $\omega_r$  становится положительной, что может привести к росту искажений и неустойчивости, а в худшем случае — к самовозбуждению усилителя, т.е. к такому его состоянию, когда выходной сигнал будет определяться параметрами петли обратной связи и существовать вне зависимости от наличия входного. Чтобы исключить самовозбуждение усилителя, достаточно выполнить условие устойчивости

$$1 - K_n(j\omega_r) > 0,$$

т.е. иметь петлевой коэффициент передачи меньше единицы на тех частотах  $\omega_r$ , где фазовый сдвиг по петле ОС кратен  $2\pi$  (где ОС положительная). Чтобы выполнить условие устойчивости в области верхних частот в усилитель вводятся элементы коррекции — резисторы и конденсаторы малой емкости.

В схеме усилителя на рис. 3.1 петля обратной связи включает в себя: выход Out  $\rightarrow$  R2  $\rightarrow$  вход In-  $\rightarrow$  база-коллектор Q2 (инверсия сигнала)  $\rightarrow$  база-эмиттер Q7 (без инверсии)  $\rightarrow$  база-эмиттер Q11 и Q12 (без инверсии)  $\rightarrow$  Out. Эта петля раздваивается на участке между базой Q1 и базой Q7: база-коллектор Q2, как это указано выше, либо база-эмиттер Q2 (без инверсии)  $\rightarrow$  эмиттер-коллектор Q1 (без инверсии)  $\rightarrow$  база-коллектор Q6 (инверсия). Поскольку и в том и в другом случае по петле ОС одна инверсия (нечетное число), обратная связь в схеме рис. 3.1 является отрицательной.

По способу соединения цепи обратной связи с входом усилителя обратная связь в схеме рис. 3.1 является параллельной, так как короткое замыкание внутреннего сопротивления источника входного сигнала (здесь R1) прекращает действие обратной связи. К такому же результату приведет и короткое замыкание нагрузки R4, что является признаком обратной связи по напряжению.

## 4. Лабораторная работа № 4

### ЛИНЕЙНЫЕ РЕШАЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

**Цель работы:** изучение схемотехники и принципов функционирования решающих усилителей как одного из класса устройств, построенных на основе операционных усилителей (ОУ); знакомство со свойствами, параметрами и возможностями операционных усилителей; приобретение навыков в исследовании линейных устройств на основе ОУ.

#### 4.1. Описание схем опытов

##### 4.1.1. Объекты исследования:

- \* УПВ (рис. 4.1) – инвертирующий усилитель с потенциальным выходом (низким выходным сопротивлением); при переключении источника входного сигнала к выводу резистора R3 (этот вывод должен быть вначале отсоединен от общей шины) реализуется неинвертирующий усилитель с таким же, как и у инвертирующего усилителя, выходным сопротивлением;
- \* УТВ (рис. 4.2) – инвертирующий усилитель с токовым выходом (высоким выходным сопротивлением); при переключении источника входного сигнала к выводу резистора R3 (этот вывод должен быть вначале отсоединен от общей шины) реализуется неинвертирующий усилитель с таким же, как и у инвертирующего усилителя, выходным сопротивлением;
- \* ИЗ (рис. 4.3) – интегрирующий усилитель (интегрирующее звено первого порядка); реализует заданный вид амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик (АЧХ и ФЧХ) в области верхних частот;
- \* ДЗ (рис. 4.4) – дифференцирующий усилитель (дифференцирующее звено первого порядка); реализует заданный вид АЧХ и ФЧХ в области нижних частот.

##### 4.1.2. Назначение схемных элементов:

- \* U1 – операционный усилитель; обеспечивает избыточное усиление;
- \* R1, R2 – резистивная цепь отрицательной обратной связи (через R2 вводится сигнал обратной связи, а через R1 – входной сигнал на инвертирующий вход ОУ);
- \* R3 – резистор, обеспечивающий примерное равенство проводимостей в цепях инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ, что способствует снижению выходного постоянного напряжения дрейфа, вызванного токами смещения (в схемах рис. 4.1, 4.3 и 4.4);
- \* R3, R4 – резистивная цепь положительной обратной связи в схеме рис. 4.2;
- \* R5 – резистор, имитирующий нагрузку усилителя;
- \* C1 – конденсатор в цепи отрицательной обратной связи; обеспечивает заданный вид АЧХ и ФЧХ в области нижних частот;
- \* C2 – конденсатор в цепи отрицательной обратной связи; обеспечивает заданный вид АЧХ и ФЧХ в области верхних частот.

### **4.1.3. Параметры операционного усилителя LF400:**

- \*  $\mu_0 = 2 \cdot 10^5$  – номинальный коэффициент усиления напряжения; измеряется на частоте, близкой к нулю;
- \*  $r_{вх} = 10^{11}$  Ом – входное дифференциальное сопротивление (сопротивление между входами ОУ);
- \*  $r_{вых} = 50$  Ом – выходное сопротивление;
- \*  $U_{см} = 500$  мкВ – напряжение смещения (приведенное к входу постоянное выходное напряжение дрейфа, взятое с обратным знаком);
- \*  $I_{см} = 100$  пА – ток смещения (максимальный из двух входных постоянных токов);
- \*  $I_{сдв} = 50$  пА – ток сдвига (разность между двумя токами смещения);
- \*  $K_{ос.сф} = 100$  дБ – коэффициент ослабления синфазного сигнала;
- \*  $\Pi = 16$  МГц – площадь усиления ( $\Pi = \mu_0 f_{cp}$ , где  $f_{cp}$  – частота, на которой коэффициент усиления напряжения  $\mu$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз);
- \*  $v_u = 60$  В/мксек – скорость нарастания выходного напряжения (отношение изменения выходного напряжения к времени, за которое это изменение произошло).

### **4.1.4. Измерительные приборы:**

- \* XFG1 – функциональный генератор; имитирует источник входного гармонического сигнала;
- \* XMM1 – вольтметр переменного тока; используется для измерения напряжения  $E_r$  на входе In устройства;
- \* XMM2 – вольтметр переменного тока; используется для измерения напряжения  $U_{вых}$  на выходе Out устройства;
- \* XSC1 – осциллограф; используется для контроля формы выходного сигнала, а также для измерения разности фаз между входным и выходным напряжениями в схеме рис. 4.1.

## **4.2. Экспериментальное исследование**

### **4.2.1. Усилитель с потенциальным выходом.**

В схеме рис. 4.1 измеряются номинальные коэффициенты усиления напряжения с инвертирующего ( $K_0^o$ ) и неинвертирующего ( $K_0^*$ ) входов как отношение выходного напряжения ( $U_{вых}$ ) к входному ( $E_r$ ) на частоте, где эти коэффициенты максимальны (для усилителя постоянного тока, как в этом случае, – это область нижних частот), а также оценивается величина выходного сопротивления.

Процедура исследования: открыть панели всех измерительных приборов; включить питание схемы; задать частоту (Frequency) генератора гармонических сигналов XFG1 (например,  $f_0 = 1$  кГц); изменяя амплитуду (Amplitude) сигнала, установить на выходе Out усилителя напряжение  $U_{вых} = 0,5$  В;

отметить (по показаниям вольтметра ХММ1) напряжение  $E_r$  на входе In усилителя; выключить питание схемы; используя оба луча осциллографа, измерить фазовый сдвиг между напряжениями  $E_r$  и  $U_{\text{вых}}$  (оба входа осциллографа должны быть закрыты для постоянного напряжения); по величине фазового сдвига определить знак коэффициента усиления напряжения.

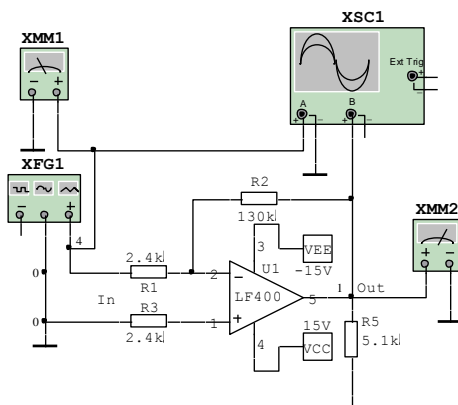


Рис. 4.1. Схема опыта для измерения коэффициента усиления напряжения УПВ

Чтобы перейти от инвертирующего к неинвертирующему усилителю, необходимо отсоединить резистор R1 от узла 4 и подсоединить его к узлу 0, а резистор R3, наоборот, отсоединить от узла 0 и подсоединить к узлу 4.

Оценить величину выходного сопротивления исследуемых здесь схем можно по изменению выходного напряжения при отсоединении нагрузки R5 от общей шины: отсутствие изменения  $U_{\text{вых}}$  говорит о низком выходном сопротивлении (измерять  $U_{\text{вых}}$  при отсоединенной нагрузке необходимо по истечении некоторого времени после включения питания схемы, т.е. в установившемся режиме).

#### 4.2.2. Усилитель с токовым выходом.

В схеме усилителя с токовым выходом (рис. 4.2) – как инвертирующего, так и неинвертирующего – измеряется выходное сопротивление ( $R_{\text{вых}}^0$ ,  $R_{\text{вых}}^*$ ) по отношению к нагрузке R5, т.е. в узле 1.

Процедура исследования: открыть панели приборов XFG1, XMM1, XMM2; включить питание схемы; на частоте входного сигнала  $f_0 = 1 \text{ кГц}$ , изменяя его амплитуду, установить на выходе Out усилителя (не на выходе ОУ) напряжение  $U_{n1} = 500 \text{ мВ}$  (измерять вольтметром XMM2); при выключенном питании схемы уменьшить сопротивление нагрузки R5 в 2 раза и, вновь включив питание, измерить напряжение  $U_{n2}$  на выходе Out усилителя (на нагрузке); по

полученным данным  $U_{n1}$  и  $U_{n2}$ , а также известному (исходному) значению сопротивления  $R_5$  рассчитать выходное сопротивление усилителя

$$R_{вых} = R_5 \frac{U_{n1} - U_{n2}}{2U_{n2} - U_{n1}}$$

(напряжения  $U_{n1}$  и  $U_{n2}$  должны быть измерены с высокой точностью).

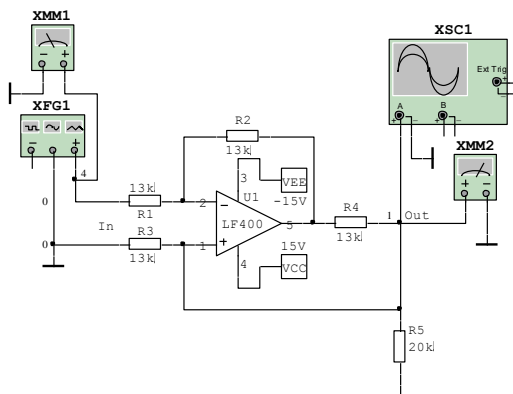


Рис. 4.2. Схема опыта для измерения выходного сопротивления УТВ

Переход от инвертирующего усилителя к неинвертирующему выполняется путем перекоммутации входов, как это имело место в схеме рис. 4.1.

#### 4.2.3. Интегрирующий и дифференцирующий усилители.

Поскольку схемы интегрирующего (рис. 4.3) и дифференцирующего (рис. 4.4) усилителей отличаются от инвертирующего УПВ (рис. 4.1) только наличием конденсатора (соответственно  $C_2$  и  $C_1$ ), выходные сопротивления  $R_{вых}$  и номинальные коэффициенты усиления  $K_0$  этих усилителей будут точно такими же, как и у инвертирующего УПВ ( $R_{вых}$  и  $K_0$  у интегрирующего усилителя измеряются в области нижних частот, а у дифференцирующего усилителя – в области верхних частот). Отличие схем рис. 4.3 и 4.4 от схемы рис. 4.1 проявляется соответственно в области верхних (для схемы рис. 4.3) или нижних (для схемы рис. 4.4) частот, где наблюдается зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига от частоты входного сигнала.

Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) схем рис. 4.3 и 4.4 исследовать в режиме (Simulate/Analyses/) AC Analysis (при выключенном питании схемы), для чего необходимо вначале произвести следующие установки:

##### Frequency Parameters

Start frequency (FSTART)	10	Hz
Stop frequency (FSTOP)	100	kHz
Sweep type	Decade	
Number of points per decade	100	
Vertical scale	Linear	

(выходной узел – 1).

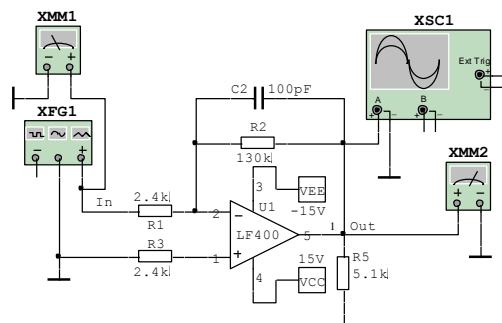


Рис. 4.3. Схема опыта для исследования АЧХ интегрирующего усилителя

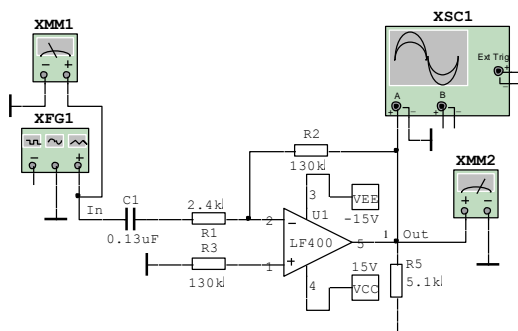


Рис. 4.4. Схема опыта для исследования АЧХ дифференцирующего усилителя

На поле графика  $K(f) = U_{\text{вых}}(f)/E_{\Gamma}$  ввести координатную сетку (View/Show/Hide Grid) и курсоры (View/Show/Hide Cursors). Перемещая курсор 1, считать из таблицы AC Analysis координаты кривой ( $f = x_1$  и  $K(f) = y_1$ ), заполнив подготовленную для этого таблицу. Число точек оси частот и их положение выбрать произвольно, но так, чтобы по этим точкам можно было воспроизвести на миллиметровой бумаге наблюдаемый на экране монитора график АЧХ. Среди выбранных точек обязательно должна быть точка, соответствующая граничной частоте полосы пропускания, т.е. частоте, на которой коэффициент усиления  $K(f)$  уменьшается (без учета знака) по сравнению с  $K_0^0$  в  $\sqrt{2}$  раз (у ИЗ – это верхняя граничная частота  $f_{\text{в}}$ , а у ДЗ – нижняя граничная частота  $f_{\text{н}}$ ).

Таблица 4.1

Параметры	$K_0^0$	$K_0^*$	$R_{\text{вых}}^0$ , МОм	$R_{\text{вых}}^*$ , МОм	$f_{\text{в}}$ , кГц	$f_{\text{н}}$ , Гц
опытные						
расчетные						
Погрешность, %			—	—		

### 4.3. Поверочный расчет

#### 4.3.1. Номинальные коэффициенты усиления УПВ:

$$K_0^o = -\frac{R_2}{R_1} ; \quad K_0^* = 1 + \frac{R_2}{R_1} .$$

#### 4.3.2. Выходное сопротивление УТВ:

$$R_{\text{вых}}^o = R_{\text{вых}}^* = \frac{R_1 R_3 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3} .$$

Поскольку в формуле для  $R_{\text{вых}}$  не учитываются реальные параметры ОУ и резисторов, расчетное выходное сопротивление формально равно бесконечности. Экспериментально полученные значения  $R_{\text{вых}}^o$  и  $R_{\text{вых}}^*$  отличаются от расчетных, так как используемый в исследуемой схеме операционный усилитель LF400 не идеальный (хотя и близок к нему). Определять при этом погрешность, т.е. относительную разность между измеренными и расчетными значениями выходного сопротивления, бессмысленно, так как  $R_{\text{вых}} \rightarrow \infty$ .

#### 4.3.3. Граничные частоты ИЗ и ДЗ:

$$f_g = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} ; \quad f_n = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} .$$

### 4.4. Содержание отчета:

- \* цель работы;
- \* схемы линейных решающих усилителей;
- \* расчет параметров усилителей;
- \* таблицы опытных и расчетных данных;
- \* графики амплитудно-частотных характеристик;
- \* выводы по результатам экспериментального исследования.

### 4.5. Сведения и комментарии

#### 4.5.1. Операционные усилители.

Операционный усилитель – это многоцелевой дифференциальный усилитель постоянного тока. Операционные усилители (ОУ), выпускаемые в виде микросхем, состоят из двух или трех каскадов, не считая выходного. Структурная схема ОУ приведена на рис. 4.5, где входной каскад – это балансный каскад, выполненный на биполярных или полевых транзисторах;

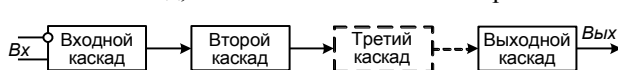


Рис. 4.5. Структурная схема операционного усилителя

второй каскад может быть балансным или небалансным; третий, если он есть, – небалансный; выходной каскад – двухтактный класса АВ.

Устойчивость ОУ обеспечивается внутренней или внешней (по отношению к микросхеме ОУ) цепью коррекции.



Все операционные усилители подразделяются на 5 групп: быстродействующие широкополосные ОУ, которые отличаются высоким быстродействием и широкой полосой пропускания; прецизионные (высокоточные) ОУ, характеризующиеся низкой суммарной погрешностью; ОУ общего применения, имеющие средние значения параметров по сравнению с параметрами быстродействующих и прецизионных ОУ; микромощные ОУ, отличающиеся низкой мощностью, потребляемой от источников питания при отсутствии входного сигнала; мощные ОУ, способные развивать на нагрузке большую выходную мощность. Примеры микросхем ОУ различных групп: 140УД11, 154УД2, 154УД4, 574УД1, 574УД3, 1420УД1 (быстродействующие); 140УД17, 140УД25, 140УД26, 153УД5 (прецизионные); 140УД22, 153УД6, 157УД4, 544УД1, 544УД2, 551УД1 (общего применения); 140УД12, 140УД14, 140УД28, 153УД4, 154УД1, 1407УД2, 1408УД1 (микромощные); 157УД1, 1040УД2, 1422УД1 (мощные). Промышленно выпускаются также микросхемы, содержащие в одном корпусе два и более операционных усилителя: 140УД20, 157УД3, 574УД2, 1005УД1, 1401УД4, 1426УД1, 1434УД1. Существуют микросхемы ОУ, у которых для уменьшения выходного напряжения дрейфа используется преобразование частотного спектра входного сигнала (140УД13) или периодическая коррекция дрейфа (140УД24).

Электрическая модель операционного усилителя описывается системой параметров, образующих четыре группы: входные параметры, параметры передачи, выходные параметры и параметры цепей питания.

#### 1. Входные параметры.

1. Напряжение смещения  $U_{см}$  – постоянное входное напряжение, при котором напряжение дрейфа на выходе ОУ равно нулю (или, другими словами, взятое с обратным знаком приведенное напряжение дрейфа).

2. Температурный дрейф напряжения смещения  $\Delta U_{см}/\Delta T$  – отношение изменения напряжения смещения к приращению температуры, послужившему причиной этого изменения.

3. Коэффициент влияния источников питания  $K_{вл.ип} = \Delta U_{см}/\Delta E_{п}$  – отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его приращению напряжения питания.

4. Ток смещения  $I_{см}$  (входной ток  $I_{вх}$ ) – постоянный ток (максимальный) одного из двух входов, измеренный при отсутствии входного сигнала.

5. Ток сдвига  $I_{сдв}$  – разность между токами смещения двух входов.

6. Температурный дрейф тока сдвига  $\Delta I_{сдв}/\Delta T$  – отношение изменения тока сдвига к приращению температуры.

7. Входное дифференциальное сопротивление  $r_{вх}$  – сопротивление для входного дифференциального сигнала (т.е. сопротивление между двумя входами).

8. Входное синфазное сопротивление  $r_{ex.cф}$  – сопротивление для входного синфазного сигнала (т.е. сопротивление между объединенными входами и общей шиной). Величина  $r_{ex.cф}$  у подавляющего большинства ОУ составляет  $(0,2...20) \cdot 10^{10}$  Ом (входной каскад на биполярных транзисторах) или  $10^{11}...10^{14}$  Ом (входной каскад на полевых транзисторах).

9. Входная емкость  $c_{ex}$  – емкость между двумя входами; обычно  $c_{ex} = 1...5$  пФ.

10. Предельное входное напряжение  $U_{ex.max}$  – максимальное входное дифференциальное напряжение, не вызывающее необратимых изменений в ОУ. Для ОУ, имеющих защиту от больших входных напряжений, допускается  $U_{ex.max} = \pm E_{п}$  и больше.

11. Предельное входное синфазное напряжение  $U_{ex.cф.max}$  – максимальное входное синфазное напряжение, безопасное для ОУ и не вызывающее заметного ухудшения его параметров. В современных ОУ напряжения  $U_{ex.cф.max}$  близки к напряжениям питания.

12. Нормированное входное напряжение шума  $e_{ex.ш} = E_{ex.ш} / \sqrt{\Delta f}$  ( $E_{ex.ш}$  – среднеквадратичное значение входного напряжения шума, измеренное в диапазоне частот  $\Delta f$ ).

13. Нормированный входной ток шума  $i_{ex.ш} = I_{ex.ш} / \sqrt{\Delta f}$  ( $I_{ex.ш}$  – среднеквадратичное значение входного тока шума, измеренное в диапазоне частот  $\Delta f$ ).

## II. Параметры передачи.

1. Коэффициент усиления  $\mu_0 (\mu)$  – коэффициент усиления дифференциального напряжения при холостом ходе на выходе и на частоте, близкой к нулю.

2. Коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{oc.cф} = 20 \lg \frac{\mu}{K_{cф}}$  ( $K_{cф}$  – коэффициент передачи ОУ для синфазного напряжения).

3. Площадь усиления  $\Pi = \mu f_{зп}$  ( $f_{зп} = f_v$  – верхняя граничная частота, на которой коэффициент усиления уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по отношению к  $\mu_0$ ). Для большинства ОУ  $\Pi = 2...20$  МГц; отдельные типы ОУ могут иметь  $\Pi = 40...100$  МГц.

4. Частота единичного усиления  $f_1$  – частота, на которой модуль функции передачи (коэффициент усиления) становится равным единице.

5. Скорость нарастания выходного напряжения  $v_u = \Delta u_{\text{вых}} / t_{\text{нар}}$  – отношение изменения выходного напряжения к времени  $t_{\text{нар}}$ , за которое это изменение произошло ( $\Delta u_{\text{вых}} = 0,9u_{\text{уст}} - 0,1u_{\text{уст}} = 0,8u_{\text{уст}}$ ;  $u_{\text{уст}}$  – установившееся значение выходного напряжения). При измерении  $v_u$  ОУ охватывается сто-процентной отрицательной обратной связью.

6. Время установления выходного напряжения  $t_{\text{уст}}$  – время от момента подачи на вход напряжения до момента последнего вхождения выходного напряжения в зону заданной погрешности, которая обычно находится в пределах  $(10^{-4} \dots 10^{-2})u_{\text{уст}}$ .

### III. Выходные параметры.

1. Выходное сопротивление  $r_{\text{вых}}$  – отношение приращения выходного напряжения к вызвавшему его изменению тока нагрузки; для большинства ОУ  $r_{\text{вых}} = 20 \dots 2000$  Ом.

2. Предельное выходное напряжение  $U_{\text{вых. max}}$  – максимальная амплитуда неискаженного выходного напряжения. В современных ОУ  $U_{\text{вых. max}}$  приближается к  $E_{\text{п}}$ .

3. Предельный выходной ток  $I_{\text{вых. max}}$  – максимальный ток нагрузки, безопасный для ОУ. В усилителях с защитой от последствий короткого замыкания  $I_{\text{вых. max}}$  – ток короткого замыкания (в табл. 4.2 отмечено верхним индексом “\*”).

4. Минимальное сопротивление и максимальная емкость нагрузки ( $R_{\text{н}}$  и  $C_{\text{н}}$ ) – значения, при которых еще гарантируются технические характеристики ОУ. Для большинства ОУ (без учета мощных)  $R_{\text{н}} = 1 \dots 10$  кОм;  $C_{\text{н}} = 30 \dots 300$  пФ.

### IV. Параметры цепей питания.

1. Напряжения питания  $E_{\text{п}}$ . Подавляющее большинство ОУ имеют симметричное питание от источников с напряжениями  $E_{\text{п}} = \pm(3 \dots 15)$  В.

2. Ток питания  $I_{\text{п}}$  – потребляемый усилителем от источников питания ток при отсутствии входного сигнала.

В табл. 4.2 представлены значения основных параметров операционных усилителей, выпускаемых промышленностью в виде полупроводниковых интегральных схем. Параметры, приведенные над горизонтальной чертой, относятся к ОУ с входным каскадом на биполярных транзисторах, а под чертой – на полевых транзисторах.

Таблица 4.2

Операционные усилители	Быстродействующие	Прецизионные	Общего применения	Микро-мощные	Мощные
$U_{см}$ , мВ	2...50	0,03...1	2...20	2...10	5...50
$\frac{\Delta U_{см}}{\Delta T}$ , $\frac{\text{мкВ}}{\text{град}}$	5...50	0,6...5	2...50		5...50
$K_{в.лп}$ , $\frac{\text{мкВ}}{\text{В}}$	100...300	1...50	50...150		100...1000
$I_{см}$ , нА	$\frac{200...1500}{0,2...2}$	1...120	$\frac{10...1500}{0,2...1}$	2...1000	2000...5000
$I_{сдв}$ , нА	$\frac{50...500}{0,05...0,5}$	1...100	$\frac{2...500}{0,15...0,2}$	0,5...500	200...1000
$\frac{\Delta I_{сдв}}{\Delta T}$ , $\frac{\text{нА}}{\text{град}}$	$\frac{0,5...5}{0,001...0,01}$	0,01...1	$\frac{0,02...5}{0,003...0,005}$	0,005...5	2...10
$r_{вх}$ , МОм	$\frac{0,1...2}{10^3...10^6}$	1...60	$\frac{0,1...2}{10^3...10^6}$	1...30	0,1...2
$e_{вх.ш}$ , $\frac{\text{нВ}}{\sqrt{\text{Гц}}}$	10...150	1...20	10...150		
$i_{вх.ш}$ , $\frac{\text{пА}}{\sqrt{\text{Гц}}}$	0,01...10				
$\mu_0$ , тыс.	20...200	200...2000	15...500	10...150	1...50
$K_{ос.сф}$ , дБ	60...90	90...130	60...90	60...80	60...70
$f_1$ , МГц	10...100	1...20		0,3...3	0,3...5
$\nu_u$ , $\frac{\text{В}}{\text{мкс}}$	10...400	0,5...3	0,2...10	0,01...10	0,2...3
$t_{уст}$ , мкс	0,05...1	1...50			
$I_{вых. max}$ , мА	1...20 (20*...50*)				100...1000
$I_{п}$ , мА	5...25	4...6	3...13	0,03...1	10...20

Существует несколько эквивалентных схем различной сложности, отражающих тот или иной набор параметров ОУ. Простейшая эквивалентная схема ОУ и ее матрица проводимостей приведены на рис. 4.6, где  $g_{вх} = 1/r_{вх}$ ,  $g_{вых} = 1/r_{вых}$ . Функция передачи по напряжению операционного усилителя в общем случае имеет вид

$$\mu(p) = \frac{\mu_0}{\prod_{i=1}^n (1 + p\tau_{ei})},$$

где  $\tau_{\theta i}$  – высокочастотная постоянная времени  $i$ -го каскада;  $n = 2$  или  $3$  – число каскадов.

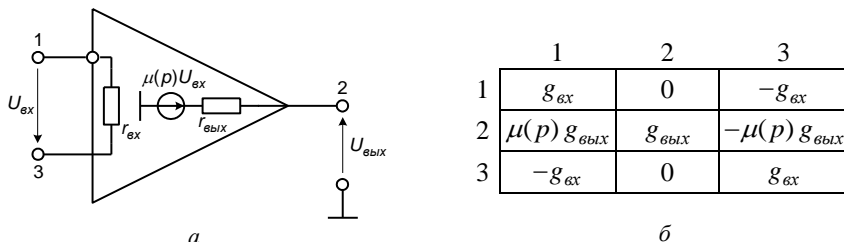


Рис. 4.6. Операционный усилитель: *а* – эквивалентная схема; *б* – матрица проводимостей

При анализе схем, работающих в области не очень высоких частот (по отношению к частоте  $f_{zp}$ ), достаточно учесть только одну постоянную времени  $\tau_{\theta} = 1/\omega_{zp}$  ( $\omega_{zp} = 2\pi f_{zp}$ ):

$$\mu(p) = \frac{\mu_0}{1 + p\tau_{\theta}}.$$

Для многих приложений операционный усилитель можно считать идеальным усилителем с параметрами  $\mu_0 \rightarrow \infty$ ,  $\tau_{\theta} \rightarrow 0$ ,  $r_{вх} \rightarrow \infty$ ,  $r_{вых} \rightarrow 0$ .

Используемый в исследуемых схемах ОУ типа LF400 по своим свойствам близок к идеальному (по крайней мере, для данных приложений): у него большой коэффициент усиления, относительно большая площадь усиления, большое входное и малое выходное сопротивления. Поэтому параметры исследуемых здесь схем определяются исключительно внешними (по отношению к ОУ) элементами – резисторами и конденсаторами.

#### 4.5.2. Усилители с потенциальным выходом.

Решающие усилители строятся на основе операционных усилителей и предназначены для выполнения различных математических операций с аналоговыми сигналами. В линейных решающих усилителях, к которым относятся и усилители с потенциальным выходом (малым выходным сопротивлением), доминирующей, а часто и единственной обратной связью является отрицательная обратная связь. Учитывая высокие качественные показатели операционных усилителей, анализ схем решающих усилителей можно проводить в предположении идеальности ОУ.

При отрицательной обратной связи низкое выходное сопротивление реализуется, если это обратная связь по напряжению, что и имеет место в рассматриваемых здесь усилителях с потенциальным выходом (рис. 4.7). В инвертирующем усилителе (рис. 4.7, *а*) как сигнал обратной связи, так и входной сигнал ( $E_r$ ) подаются на инвертирующий вход ОУ (узел 1) через цепь обратной связи  $R_1, R_2$ . Резистор  $R_3$  способствует уменьшению дрейфа нуля ОУ,

вызванного токами смещения ОУ ( $I_{см1}$  и  $I_{см2}$ ). Поскольку токи смещения входов ОУ в первом приближении равны между собой (в случае входных биполярных транзисторов), при равенстве сопротивлений в цепях инвертирующего и неинвертирующего входов ( $R_3 = R_1 \parallel R_2$ ) под действием токов  $I_{см1}$  и  $I_{см2}$  создаются примерно одинаковые падения напряжения, которые вычитаются на дифференциальном входе ОУ.

Коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя (ИУ)  $K^o = U_{вых}/E_r$  найдем на основании выражения коэффициента усиления усилителя с обратной связью

$$K_c = \frac{K}{1 - K_{\Pi}},$$

где применительно к схеме рис. 4.7,а  $K = -\mu R_2/(R_1 + R_2)$ ;  $K_{\Pi} = -\mu R_1/(R_1 + R_2)$ :

$$K^o = \frac{-\mu R_2/(R_1 + R_2)}{1 + \mu R_1/(R_1 + R_2)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{\mu}{\mu + 1 + R_2/R_1} \approx -\frac{R_2}{R_1}.$$

Приближенное выражение  $K^o$  получено при условии  $\mu \gg 1 + R_2/R_1 = 1 + |K^o|$ , т.е. при условии, что модуль коэффициента усиления инвертирующего усилителя гораздо меньше коэффициента усиления операционного усилителя. Считая  $R_1$  внутренним сопротивлением источника сигнала ( $G_r = G_1 = 1/R_1$ ), входную проводимость ИУ в узле 1 ( $G_{вх1}$ ) можно найти как входную проводимость усилителя с параллельной обратной связью (ОС), учитывая, что  $\gamma = 1 - K_{\Pi} = 1 + \mu R_1/(R_1 + R_2)$ ;  $G_{вх.с} = G_{вх1}$ ;  $G_{вх} \approx 1/R_2$ :

$$G_{вх1} = \left(1 + \mu \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}\right) - \frac{1}{R_1} = \frac{\mu + 1}{R_2}.$$

Таким образом, входное сопротивление инвертирующего усилителя в узле 1  $R_{вх1} \approx R_2/\mu$  оказывается очень низким, таким же низким, как и дифференциальное напряжение на входе ОУ ( $U_{вх}$ ), которое меньше  $U_{вых}$  в  $\mu$  раз. Отсюда вытекает важное следствие: напряжение на инвертирующем входе ОУ ( $U_1$ ), охваченного достаточно глубокой отрицательной обратной связью, повторяет напряжение на его неинвертирующем входе ( $U_3$ ), т.е.

$$U_1 = U_3 - U_{вх} \approx U_3.$$

Поскольку в схеме на рис. 4.7,а отрицательная обратная связь со стороны выхода является обратной связью по напряжению, выходное сопротивление инвертирующего усилителя ( $R_{вых2} = 1/G_{вых2}$ ) низкое, как это следует из выражения  $G_{вых.с}$  усилителя с ОС:

$$G_{\text{вых}2} \approx \mu g_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = g_{\text{вых}} \frac{\mu}{K^*}.$$

Такое же низкое выходное сопротивление  $R_{\text{вых}2} \approx r_{\text{вых}} K^* / \mu$  имеет и неинвертирующий усилитель (рис. 4.7,б), поскольку он отличается от инвертирующего только местом подсоединения входного источника напряжения  $E_{\Gamma}$ , что никак не сказывается на петле обратной связи и, соответственно, на выходном сопротивлении. Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя (НУ)  $K^* = U_{\text{вых}} / E_{\Gamma}$  отличается от  $K^0$ , так как различаются пути прямой передачи в инвертирующем и неинвертирующем усилителях. Учитывая, что в схеме НУ  $K \approx \mu$  ( $r_{\text{ex}} \rightarrow \infty$ ), из выражения для  $K_c$  найдем

$$K^* = \frac{\mu}{1 + \mu R_1 / (R_1 + R_2)} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\mu}{\mu + 1 + R_2 / R_1} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1},$$

где последнее приближенное выражение справедливо в случае, когда  $\mu \gg K^*$ . Если резистор  $R_1$  в схеме отсутствует, т.е.  $R_1 \rightarrow \infty$ , то НУ является повторителем напряжения ( $U_{\text{вых}} = E_{\Gamma}$ ) с очень малым выходным ( $R_{\text{вых}2}$ ) и очень большим входным ( $R_{\text{ex}3}$ ) сопротивлениями. Большое входное сопротивление в узле 3 объясняется действием в НУ последовательной отрицательной обратной связи:

$$R_{\text{ex}3} \approx r_{\text{ex}} \frac{\mu}{K^*}.$$

Выходное напряжение в дифференциальном усилителе (рис. 4.7,в) можно определить, используя выражения коэффициентов усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителей ( $K^0$  и  $K^*$ ), но с учетом того, что коэффициент передачи от  $E_{\Gamma 2}$  в узел 3 равен  $R_4 / (R_3 + R_4)$ . В результате получим

$$U_{\text{вых}} = E_{\Gamma 2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - E_{\Gamma 1} \frac{R_2}{R_1} = a^* E_{\Gamma 2} - a^0 E_{\Gamma 1},$$

откуда следует, что точное вычитание в схеме рис. 4.7,в реализуется только при выполнении условия баланса  $R_3 = R_1$ ,  $R_4 = R_2$ . В общем случае

$$U_{\text{вых}} = a^0 (E_{\Gamma 2} - E_{\Gamma 1}) + \Delta a^* E_{\Gamma 2},$$

где  $\Delta a^* = a^* - a^0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right)$ ;  $\frac{\Delta R_3}{R_3}$  и  $\frac{\Delta R_4}{R_4}$  – относительные отклонения сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  от  $R_1$  и  $R_2$  соответственно.

Можно отметить, что относительная погрешность вычитания

$$\delta_n = \frac{\Delta a^*}{a^*} = \frac{1}{1 + K} \left( \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right)$$

уменьшается с увеличением коэффициента усиления дифференциального усилителя (ДУ)

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{r2} - E_{r1}} = \frac{R_2}{R_1}.$$

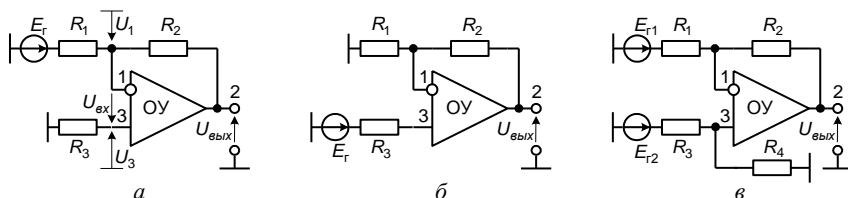


Рис. 4.7. Усилители с потенциальным выходом: а – инвертирующий; б – неинвертирующий; в – дифференциальный

Основной недостаток схемы рис. 4.7,в – это небольшие и неодинаковые входные сопротивления для источников сигналов  $E_{r1}$  и  $E_{r2}$  ( $R_1$  и  $R_3 + R_4$ ), что при ненулевых их внутренних сопротивлениях приводит к дополнительной погрешности вычитания. Этот недостаток отсутствует в схемах ДУ на двух или трех операционных усилителях. В схеме на трех ОУ (рис. 4.8,а), кроме больших входных сопротивлений, реализуется также несколько меньшая, чем в схеме на одном или двух ОУ, погрешность вычитания. Благодаря тому, что входные сигналы подаются на неинвертирующие входы ОУ, сопротивления  $R_5$  и  $R_6$  не оказывают заметного влияния, конечно, если они не слишком большие, на точность вычитания, поскольку в этом случае  $U_1 = E_{r1}$ ;  $U_2 = E_{r2}$ .

Как было отмечено выше, в операционном усилителе, охваченном достаточно глубокой отрицательной обратной связью, напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах равны ( $U'_1 = U_1$ ;  $U'_2 = U_2$ ), а сопротивление на инвертирующем входе близко к нулю, поэтому напряжения  $U_3$  и  $U_4$  можно определить, используя выражения для  $K^0$  и  $K^*$ :

$$U_3 = \frac{R_2}{R_1}(E_{r1} - E_{r2}) + E_{r1}; \quad U_4 = \frac{R'_2}{R_1}(E_{r2} - E_{r1}) + E_{r2}.$$

Поскольку выходной усилитель на ОУ3 является дифференциальным усилителем на одном ОУ, выражение выходного напряжения схемы рис. 4.8,а имеет вид

$$U_{\text{вых}} = a^* U_4 - a^0 U_3 = \frac{R'_2 a^* + R_2 a^0}{R_1} (E_{r2} - E_{r1}) + a^* E_{r2} - a^0 E_{r1},$$

где  $a^0 = \frac{R_4}{R_3}$ ;  $a^* = \frac{R'_4}{R'_3 + R'_4} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right).$



Погрешность вычитания здесь вызвана членом  $a^*E_{r2} - a^oE_{r1}$ . При  $R'_2 = R_2$ ,  $R'_3 = R_3$ ,  $R'_4 = R_4$  выражение  $U_{\text{вых}}$ , с учетом возможных отклонений  $R'_3$  и  $R'_4$ , примет вид

$$U_{\text{вых}} = a^o \left( 2 \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) (E_{r2} - E_{r1}) + \Delta a^* E_{r2},$$

где  $\Delta a^* = a^* - a^o = \frac{R'_4}{R'_3 + R'_4} \left( \frac{\Delta R'_4}{R'_4} - \frac{\Delta R'_3}{R'_3} \right)$ ;  $\frac{\Delta R'_3}{R'_3}$  и  $\frac{\Delta R'_4}{R'_4}$  – относительные отклонения сопротивлений  $R'_3$  и  $R'_4$  от  $R_3$  и  $R_4$  соответственно. Учитывая, что коэффициент усиления дифференциального усилителя

$$K = \frac{R_4}{R_3} \left( 2 \frac{R_2}{R_1} + 1 \right),$$

относительную погрешность вычитания в схеме рис. 4.8,а можно записать в такой форме:

$$\delta_n = \frac{\Delta a^*}{K} = \frac{R_1}{2R_2 + R_1} \frac{R'_3}{R'_3 + R'_4} \left( \frac{\Delta R'_4}{R'_4} - \frac{\Delta R'_3}{R'_3} \right).$$

Рассмотрим еще один вид усилителей с потенциальным выходом – суммирующий усилитель, схема которого приведена на рис. 4.8,б. Чтобы получить выражение выходного напряжения, найдем вначале коэффициенты передачи с каждого входа, воспользовавшись выражением для  $K_c$ . Петлевой коэффициент усиления  $K_{\Pi}$  и коэффициенты передачи с  $j$ -го и  $\kappa$ -го входов при разомкнутой петле обратной связи ( $K_j$  и  $K_{\kappa}$ ) запишем в таком виде:

$$K_{\Pi} = -\mu \frac{G_c}{G_s^o}; \quad K_j = -\mu \frac{G_j^o}{G_s^o}; \quad K_{\kappa} = \mu \frac{G_{\kappa}^*}{G_s^*},$$

где  $G_s^o = G_c + \sum_j G_j^o$ ,  $G_s^* = G_0 + \sum_{\kappa} G_{\kappa}^*$  – суммарные проводимости цепей инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ. Из выражения для  $K_c$  следует, что если  $\mu \gg G_s^o / G_c$ , то коэффициенты передачи с каждого входа при замкнутой петле ОС примут вид

$$K_j^o = -\frac{G_j^o}{G_c}; \quad K_{\kappa}^* = \frac{G_{\kappa}^*}{G_c} \frac{G_s^o}{G_s^*} = \frac{G_{\kappa}^*}{G_c},$$

где в выражении для  $K_{\kappa}^*$  принято  $G_s^* = G_s^o$ , что, как указывалось ранее, способствует уменьшению дрейфа нуля ОУ и выравниванию коэффициентов усиления ОУ с инвертирующего и неинвертирующего входов.

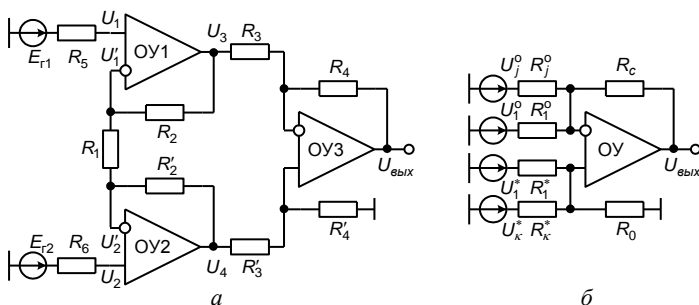


Рис. 4.8. Усилители с потенциальным выходом:  
а – дифференциальный; б – суммирующий

Поскольку рассматриваемые здесь усилители – линейные устройства, напряжение на выходе сумматора определится как сумма усиленных напряжений с каждого входа:

$$U_{вых} = \sum_{\kappa} U_{\kappa}^* K_{\kappa}^* + \sum_j U_j^o K_j^o = \sum_{\kappa} U_{\kappa}^* \frac{G_{\kappa}^*}{G_c} - \sum_j U_j^o \frac{G_j^o}{G_c}.$$

Малое выходное сопротивление, реализуемое за счет отрицательной ОС по напряжению, имеют подавляющее число линейных устройств, выполненных на операционных усилителях.

#### 4.5.3. Усилители с токовым выходом.

Как следует из выражения для  $R_{вых.с}$  усилителя с обратной связью, токовый выход, т.е. большое выходное сопротивление, реализуется при отрицательной обратной связи по току (рис. 4.9,а) или положительной ОС по напряжению (рис. 4.9,б). Найдем выражение выходного (по отношению к нагрузке  $R_n$ ) сопротивления  $R_{вых.н} = R_{вых.с}$  усилителя с незаземленной нагрузкой (рис. 4.9,а), воспользовавшись выражением для  $R_{вых.с}$ , где применительно к схеме рис. 4.9,а  $\gamma = 1 - K_{\Pi} = 1 + \mu R_1 / (R_1 + R_n)$ ;  $R_{вых} = R_1 + r_{вых} \approx R_1$ :

$$R_{вых.н} = \left( 1 + \mu \frac{R_1}{R_1 + R_n} \right) (R_1 + R_n) - R_n = R_1 (\mu + 1).$$

Отсюда видно, что выходное сопротивление в схеме рис. 4.9,а при действии отрицательной обратной связи по току оказывается в  $\mu + 1$  раз больше этого же сопротивления, измеренного при отсутствии (т.е. разомкнутой) ОС. Входные сопротивления в схеме рис. 4.9,а по отношению к источникам сигналов  $E_{г1}$  и  $E_{г2}$  такие же, как и в схемах на рис. 4.7,а и б. Принимая во внимание соотношение  $U_1 \approx U_3$ , найдем выражение напряжения на нагрузке для инвертирующего ( $E_{г2} = 0$ ), неинвертирующего ( $E_{г1} = 0$ ) и дифференциального усилителей:

$$U_{n1} = U_2 - U_1 \approx U_2 - U_3 = U_2 = E_{r1} K^0 = -E_{r1} \frac{R_n}{R_1};$$

$$U_{n2} = U_2 - U_1 \approx U_2 - U_3 = E_{r2} K^* - E_{r2} = E_{r2} \frac{R_n}{R_1};$$

$$U_n = U_{n1} + U_{n2} = \frac{R_n}{R_1} (E_{r2} - E_{r1}).$$

Как видно из этих выражений, напряжение на нагрузке прямо пропорционально сопротивлению нагрузки, а ток в нагрузке  $I_n = U_n / R_n = (E_{r2} - E_{r1}) / R_1$  не зависит (в рамках принятых допущений) от  $R_n$ , что и является признаком токового выхода. Ошибка вычитания в схеме на рис. 4.9,а, в отличие от схемы на рис. 4.7,б, не зависит от точности сопротивлений внешних резисторов, а определяется только дифференциальными свойствами самого ОУ (коэффициентом ослабления синфазного сигнала  $K_{ос.сф}$ ).

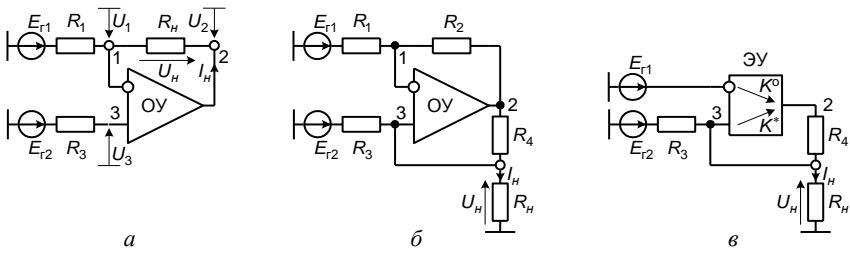


Рис. 4.9. Усилители с токовым выходом: а – с заземленной нагрузкой; б – с незаземленной нагрузкой; в – эквивалентная схема усилителя б

Чтобы упростить анализ схемы усилителя с заземленной нагрузкой (рис. 4.9,б), преобразуем ее в однопетлевую схему, как показано на рис. 4.9,в, где операционный усилитель с петлей отрицательной обратной связи представлен эквивалентным усилителем (ЭУ) с конечными коэффициентами усиления

$$K^0 = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{G_1}{G_2}; \quad K^* = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{G_1}{G_2}.$$

Поскольку в этой схеме имеется только одна петля обратной связи, причем положительная и по напряжению (со стороны нагрузки), для определения выходной проводимости  $G_{вых.н} = G_{вых.с}$  воспользуемся выражением для  $G_{вых.с}$

усилителя с ОС, где  $G_{вых} = G_3 + G_4$ , а  $\gamma = 1 - K_{п} = 1 - \frac{G_4}{G_3 + G_4 + G_n} \left( 1 + \frac{G_1}{G_2} \right)$ .

Если выполнить условие  $R_1 R_4 = R_2 R_3$ , то  $\gamma = G_n / (G_3 + G_4 + G_n)$ , а выходная проводимость становится равной нулю (при идеальном ОУ):

$$G_{\text{вых.н}} = \gamma(G_3 + G_4 + G_n) - G_n = 0.$$

Учитывая, что коэффициенты прямой передачи (при разомкнутой петле ОС) от  $E_{r1}$  и  $E_{r2}$  на выход соответственно равны

$$K_1 = K^o \frac{G_4}{G_3 + G_4 + G_n} = -\frac{G_3}{G_3 + G_4 + G_n} \text{ и } K_2 = \frac{G_3}{G_3 + G_4 + G_n},$$

из формулы для  $K_c$  усилителя с ОС получим выражения коэффициентов передачи усилителя с заземленной нагрузкой

$$K_T^o = \frac{U_{n1}}{E_{r1}} = \frac{K_1}{\gamma} = -\frac{G_3}{G_n}; \quad K_T^* = \frac{U_{n2}}{E_{r2}} = \frac{K_2}{\gamma} = \frac{G_3}{G_n}.$$

Выражения напряжений на нагрузке для инвертирующего ( $E_{r1} \neq 0$ ,  $E_{r2} = 0$ ), неинвертирующего ( $E_{r1} = 0$ ,  $E_{r2} \neq 0$ ) и дифференциального усилителей

$$U_{n1} = -E_{r1} \frac{R_n}{R_3}; \quad U_{n2} = E_{r2} \frac{R_n}{R_3}; \quad U_n = \frac{R_n}{R_3} (E_{r2} - E_{r1})$$

подтверждают, что приведенная на рис. 4.9,б схема является схемой усилителя с токовым выходом.

#### 4.5.4. Интеграторы и интегрирующие усилители.

Поскольку операция интегрирования реализуется при линейном заряде и разряде конденсатора (для чего требуется источник тока с достаточно большим, в идеале – бесконечным сопротивлением), схема интегратора получается из схемы усилителя с токовым выходом (см. рис. 4.9,а и б), если вместо  $R_n$  включить конденсатор  $C$ , как показано на рис. 4.10. Чтобы иметь несимметричный низкоомный выход, выходной сигнал интегратора снимается не с конденсатора, а с выхода ОУ, но напряжение на выходе ОУ и напряжение на конденсаторе (с точностью до масштабного коэффициента) совпадают только в том случае, когда входной сигнал в схеме рис. 4.10,а подается на инвертирующий вход ОУ, а в схеме рис. 4.10,б – на неинвертирующий вход.

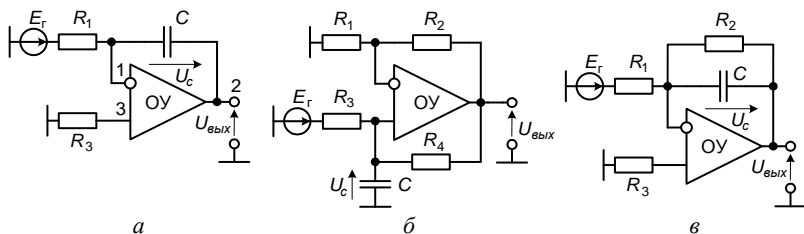


Рис. 4.10. Инвертирующий (а) и неинвертирующий (б) интеграторы; интегрирующий усилитель (в)