



НАО «АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ ИМ. Г.ДАУКЕЕВА»

Институт Телекоммуникации и Космической инженерии
Кафедра электроники и робототехники

**Презентация
№2 РГР**

Дисциплина: Электронные устройства робототехнических систем

Тема: «Операционные усилители»

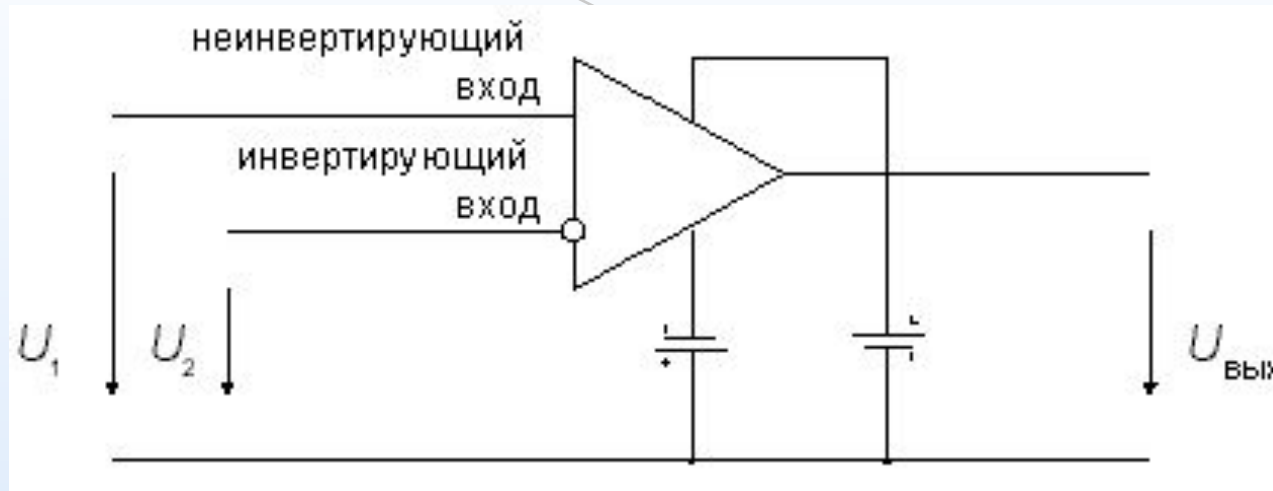
Специальность: 6В071600 – Аспап жасау

Выполнил: Тельман Дінмухамед

Группа: ПСк19-1

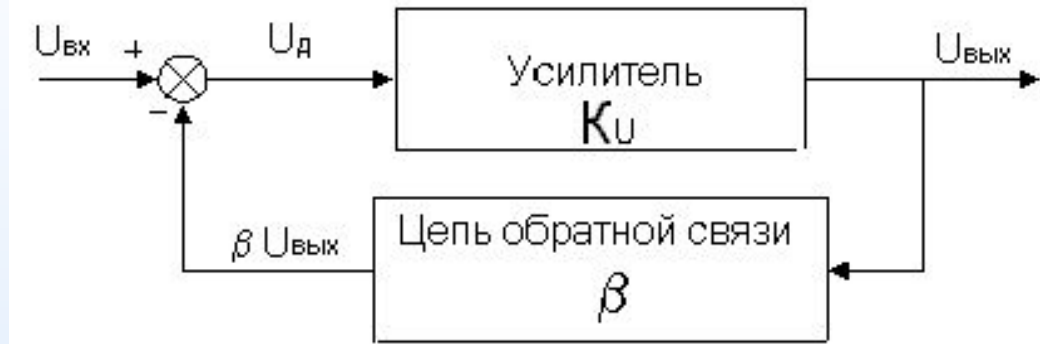
Проверил: преподаватель, Бижанов Д.

Схемное обозначение операционного усилителя



Операционные усилители представляют собой усилители постоянного тока с низкими значениями напряжения смещения нуля и входных токов и с высоким коэффициентом усиления. По размерам и цене они практически не отличаются от отдельного транзистора. В то же время, преобразование сигнала схемой на ОУ почти исключительно определяется свойствами цепей обратных связей усилителя и отличается высокой стабильностью и воспроизводимостью. Кроме того, благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных электронных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах. Поэтому операционные усилители почти полностью вытеснили отдельные транзисторы в качестве элементов схем во многих областях аналоговой схемотехники.

Принцип отрицательной обратной связи



$$U_{\text{вых}} = K_U U_{\text{д}} = K_U (U_{\text{вх}} - \beta U_{\text{вых}}).$$

Решив это уравнение относительно $U_{\text{вых}}$, получим:

$$K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = K_U / (1 + \beta K_U)$$

При $\beta K_U \gg 1$ коэффициент усиления ОУ, охваченного обратной связью составит

$$K = 1/\beta \quad (2)$$

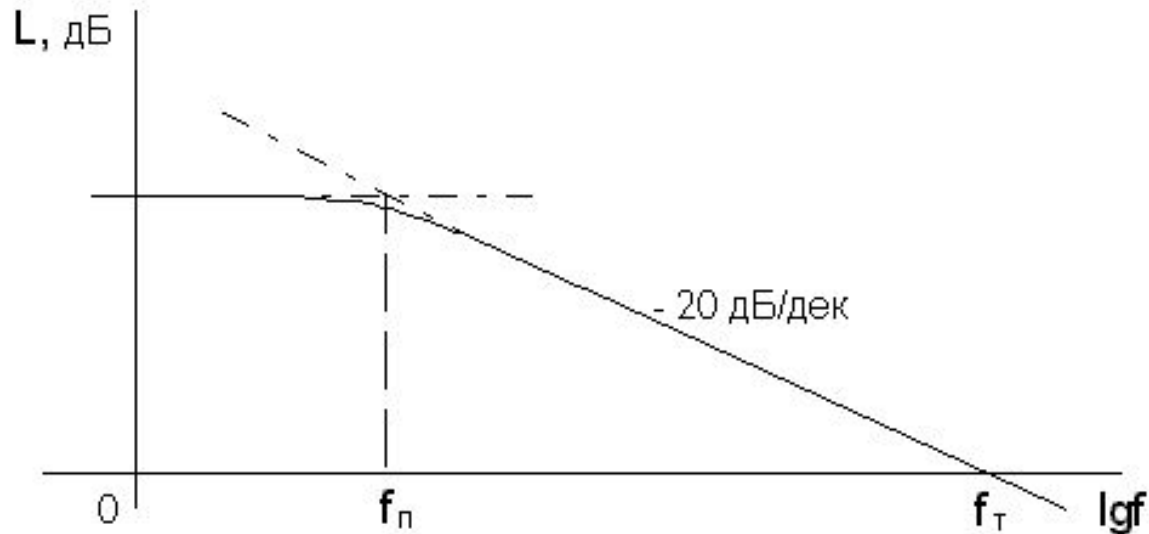
Таким образом, из этого соотношения следует, что коэффициент усиления ОУ с обратной связью определяется почти исключительно только обратной связью и мало зависит от параметров самого усилителя. В простейшем случае цепь обратной связи представляет собой резистивный делитель напряжения. При этом схема с ОУ работает как линейный усилитель, коэффициент усиления которого определяется только коэффициентом ослабления цепи обратной связи. Если в качестве цепи обратной связи применяется RC-цепь, то образуется активный фильтр. Наконец, включение в цепь обратной связи ОУ диодов и транзисторов позволяет реализовать нелинейные преобразования сигналов с высокой точностью.

Идеальный операционный усилитель

Для уяснения принципов действия схем на ОУ и приближенного их анализа оказывается полезным ввести понятие идеального операционного усилителя. Будем называть идеальным операционный усилитель, который имеет следующие свойства:

- ❑ бесконечно большой дифференциальный коэффициент усиления по напряжению $K_U = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta(U_1 - U_2)$ (у реальных ОУ от 1 тыс. до 100 млн.);
- ❑ нулевое напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$, т.е. при равенстве входных напряжений выходное напряжение равно нулю (у реальных ОУ $U_{\text{см}}$, приведенное ко входу, находится в пределах от 5 мкВ до 50 мВ);
- ❑ нулевые входные токи (у реальных ОУ от сотых долей пА до единиц мкА);
- ❑ нулевое выходное сопротивление (у реальных маломощных ОУ от десятков Ом до единиц кОм);
- ❑ коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю;
- ❑ мгновенный отклик на изменение входных сигналов (у реальных ОУ время установления выходного напряжения от единиц наносекунд до сотен микросекунд).

Типичная ЛАЧХ операционного усилителя



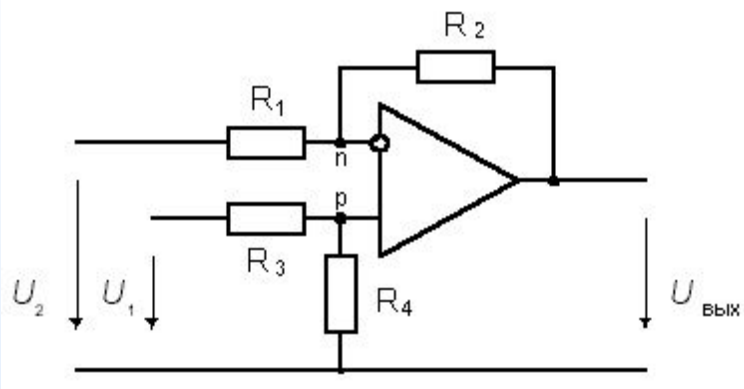
Операционный усилитель, предназначенный для универсального применения, из соображений устойчивости должен иметь такую же частотную характеристику, что и фильтр нижних частот первого порядка (инерционное звено), причем это требование должно удовлетворяться по крайней мере вплоть до частоты единичного усиления f_T ,

В комплексной форме дифференциальный коэффициент усиления такого усилителя выражается формулой:

$$\underline{K}_U = \frac{K_U}{1 + j(f / f_n)}$$

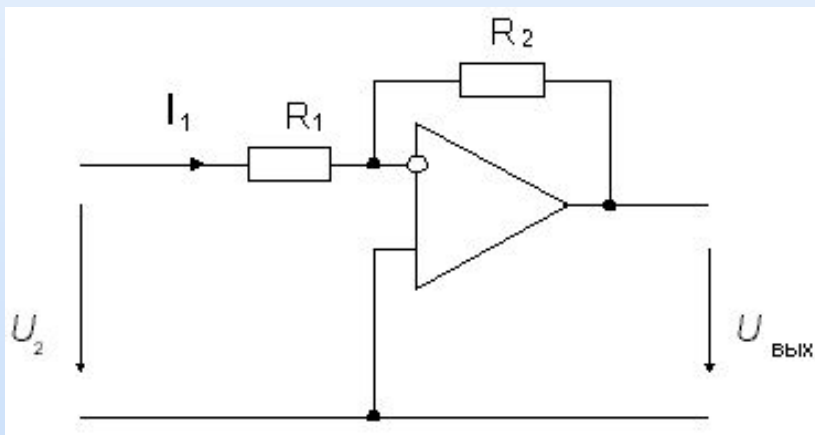
Здесь K_U - дифференциальный коэффициент усиления ОУ на постоянном токе. Выше частоты f_n , соответствующей границе полосы пропускания на уровне 3 дБ, модуль коэффициента усиления K_U обратно пропорционален частоте. В этом диапазоне частот $|K_U| f = |K_U| f_n = f_T$. На частоте f_T модуль дифференциального коэффициента усиления $|K_U| = 1$. Как следует из последнего выражения, частота f_T равна произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания.

Дифференциальное включение ОУ

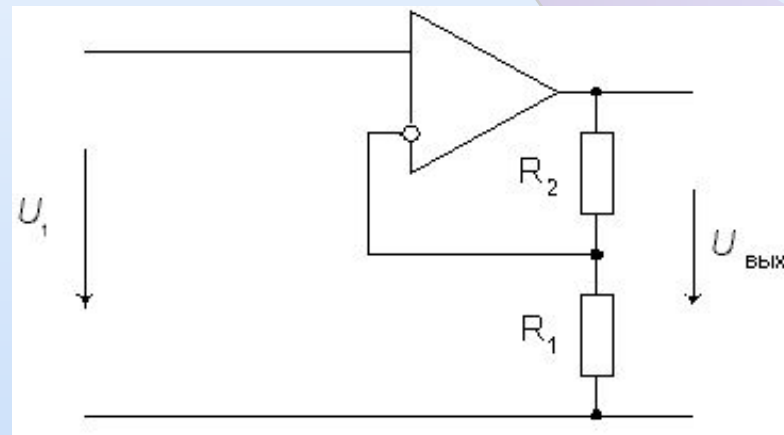


$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{(R_1 + R_2)R_4}{R_1(R_3 + R_4)} U_1 - \frac{R_2}{R_1} U_2$$

Инвертирующее и неинвертирующее включение ОУ



$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_2} = -\frac{R_2}{R_1}$$



$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Внутренняя структура операционных усилителей

Для достаточной устойчивости и выполнения математических операций над сигналами с высокой точностью реальный операционный усилитель должен обладать следующими свойствами:

- ❑ высоким коэффициентом усиления по напряжению, в том числе и по постоянному;
- ❑ малым напряжением смещения нуля;
- ❑ малыми входными токами;
- ❑ высоким входным и низким выходным сопротивлением;
- ❑ высоким коэффициентом ослабления синфазной составляющей (КОСС);
- ❑ амплитудно-частотной характеристикой с наклоном в области высоких частот -20 дБ/дек.

Операционный усилитель должен быть усилителем постоянного тока (УПТ) с высоким коэффициентом усиления по напряжению и, следовательно, содержать несколько каскадов усиления напряжения. Как будет показано ниже, с ростом числа каскадов усиления напряжения увеличивается опасность нарушения устойчивости ОУ с обратными связями и усложняются цепи коррекции. Даже усилители с тремя каскадами усиления напряжения (например, 140УД2, 153УД1, 551УД1) имеют сложные схемы включения, и разработчики стараются их не применять. Это вызывает необходимость применения усилительных каскадов с очень высоким коэффициентом усиления по напряжению. Большие трудности проектирования усилителей постоянного тока связаны также со смещением нуля ОУ.

Блок-схема операционного усилителя

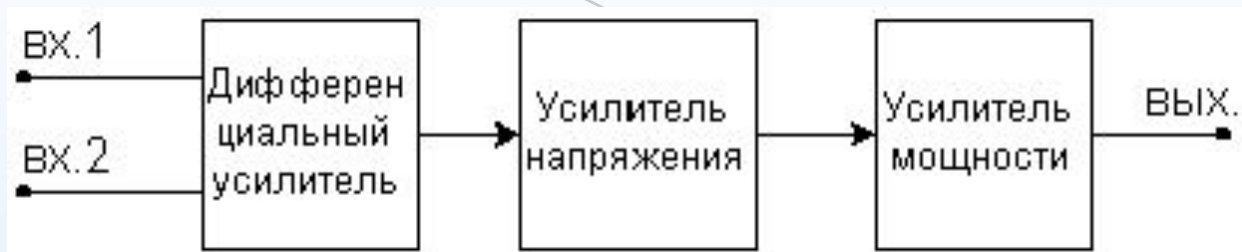
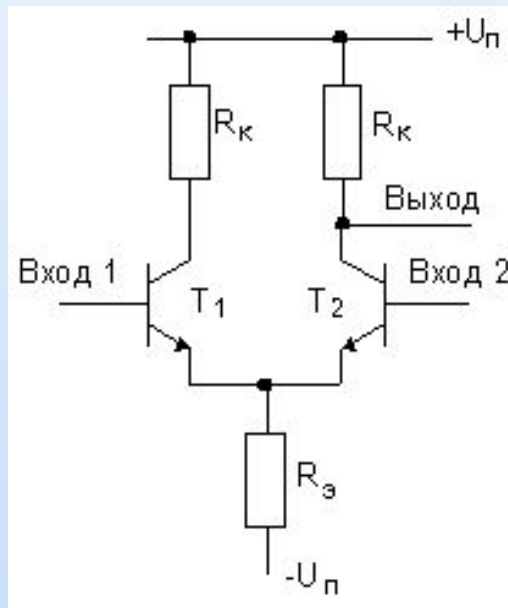


Схема дифференциального усилительного каскада



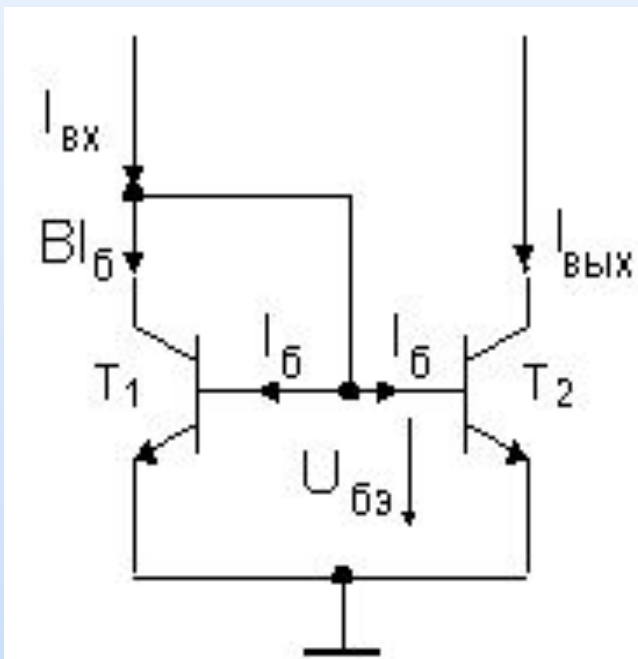
$$K_{\text{диф}} = \frac{R_k}{2r_3}$$

$$K_{\text{сиф}} = -\frac{R_k}{2R_3 + r_3}$$

$$K_{\text{ОСС}} = \frac{K_{\text{диф}}}{K_{\text{сиф}}} \approx \frac{R_3}{r_3}$$

Схема токового зеркала

Улучшить параметры дифференциального усилителя в принципе можно простым увеличением сопротивлений резисторов R_k и $R_э$, но при этом уменьшится ток покоя транзисторов и, как следствие, ухудшится температурная и временная стабильность усилителя. Эффективный путь улучшения характеристик усилителя состоит в замене линейных резисторов источниками тока, обладающими высоким динамическим сопротивлением при достаточно больших токах. В частности, в качестве динамической нагрузки в цепи коллекторов транзисторов дифференциального усилителя широко используется так называемое *токовое зеркало*.



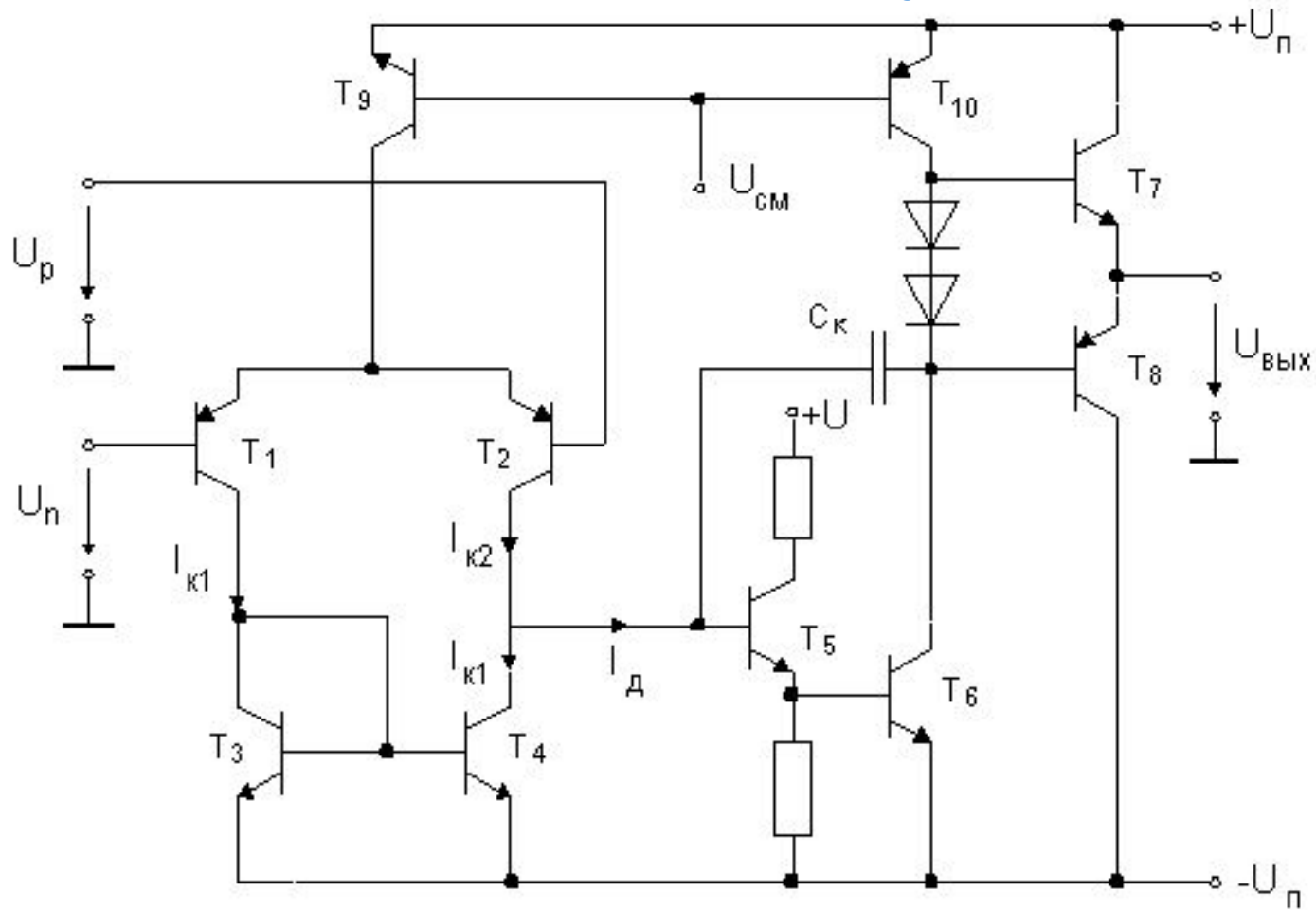
$$I_{\text{ВХ}} = \beta I_{\text{Б}} + 2I_{\text{Б}} \text{ и } I_{\text{ВЫХ}} = \beta I_{\text{Б}}$$

Отсюда

$$I_{\text{ВЫХ}} = \beta I_{\text{ВХ}} / (\beta + 2) \approx I_{\text{ВХ}}$$

Таким образом, выходной ток схемы почти повторяет входной, почему эта схема и называется токовым зеркалом. Использование токовых зеркал в качестве динамической нагрузки дифференциального каскада и в качестве источника тока в цепи эмиттеров позволяет получить коэффициент усиления входного дифференциального напряжения на одном каскаде свыше 5000 (при условии, что нагрузка на выходе усилителя отсутствует) и КОСС свыше 100 000 (100 дБ).

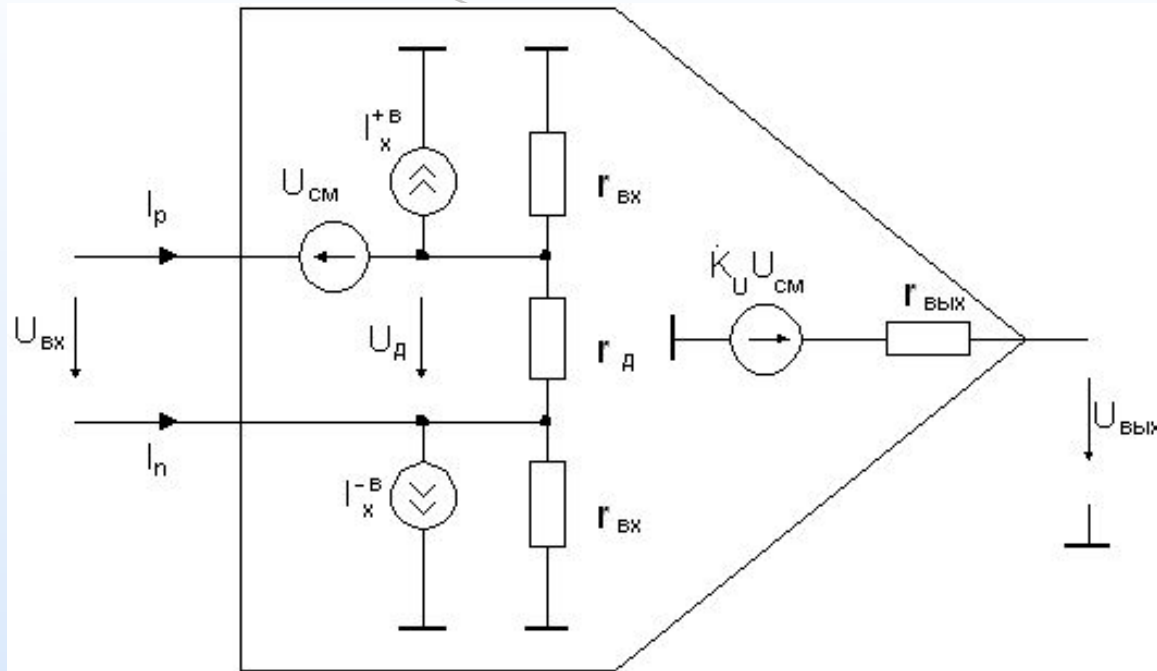
Упрощенная схема операционного усилителя $\mu A741$



Операционные усилители универсального применения должны обеспечивать значительно больший дифференциальный коэффициент усиления, чем способен дать один каскад. Поэтому они строятся в основном по двухкаскадной схеме.

На рисунке приведена упрощенная схема "классического" двухкаскадного ОУ $\mu A741$ (полная схема включает 24 транзистора).

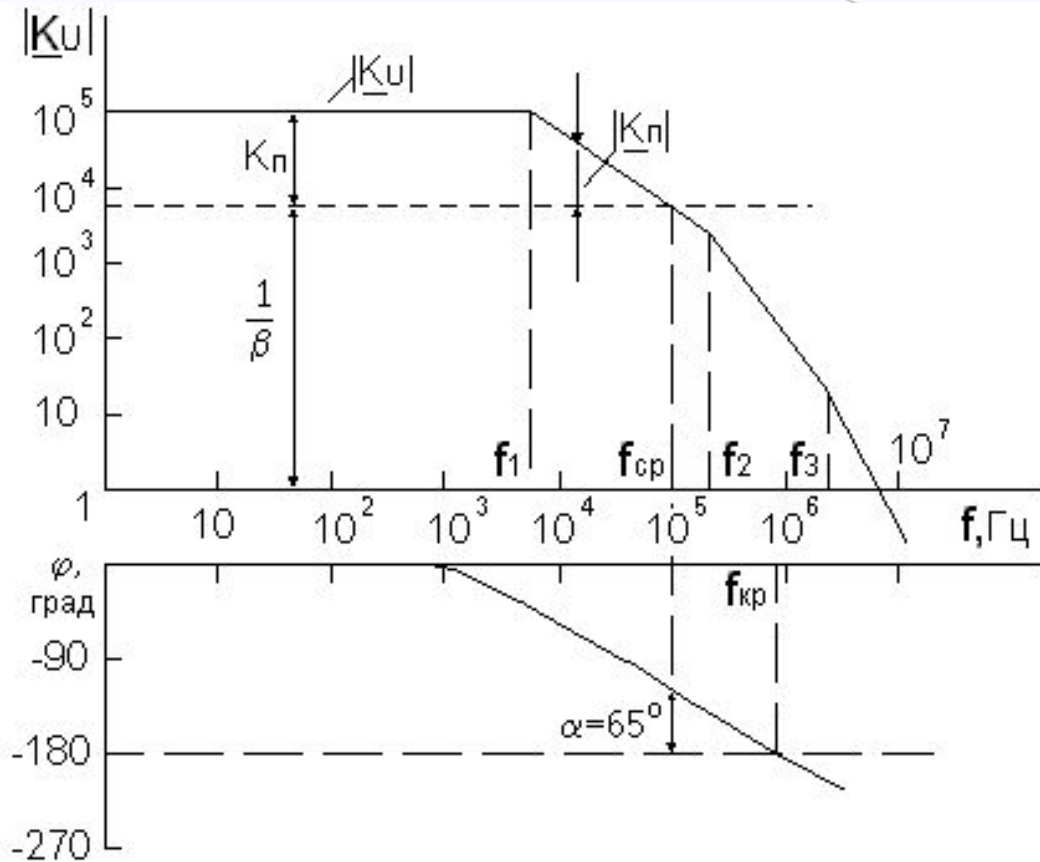
Схема замещения операционного усилителя



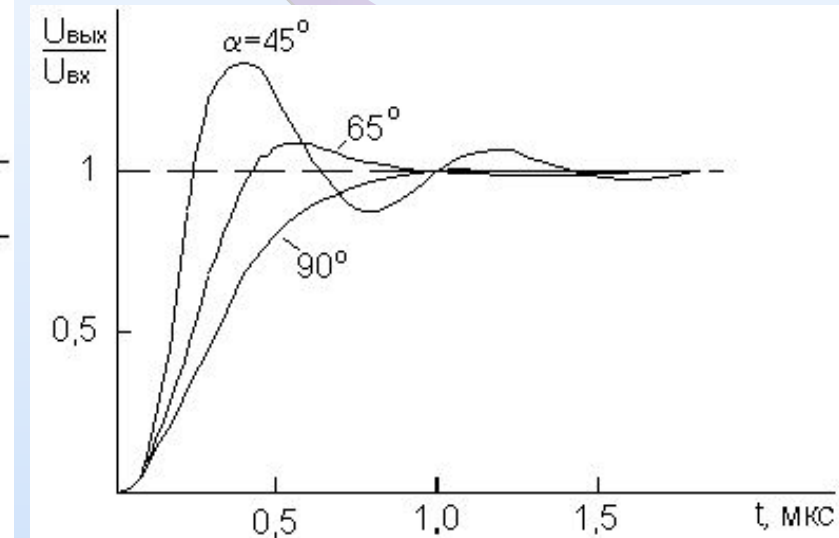
При построении высокоточных схем на ОУ необходимо учитывать влияние неидеальности усилителя на характеристики схемы. Для этого удобно представить усилитель схемой замещения, содержащей существенные элементы неидеальности.

У операционных усилителей с биполярными транзисторами на входе входное сопротивление для дифференциального сигнала r_D составляет несколько мегаом, а входное сопротивление для синфазного сигнала $r_{ВХ}$ несколько гигаом. Входные токи, определяемые этими сопротивлениями, имеют величину порядка нескольких наноампер. Существенно большие значения имеют постоянные токи, протекающие через входы операционного усилителя и определяемые смещением транзисторов дифференциального каскада. Для универсальных ОУ входные токи находятся в пределах от 10 нА до 2 мкА, а для усилителей со входными каскадами на полевых транзисторах они составляют доли наноампер.

Коррекция частотной характеристики ОУ

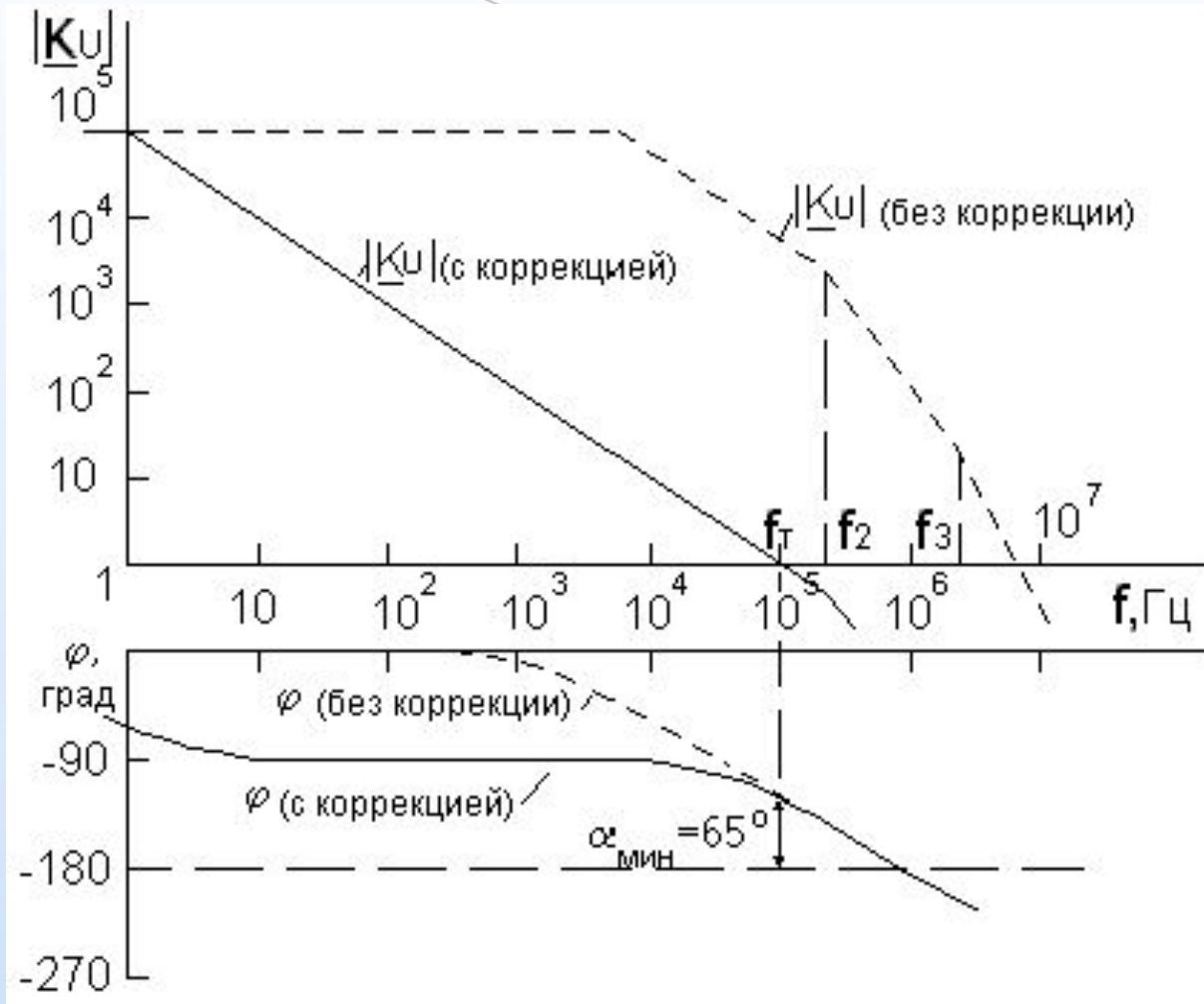


Типичные логарифмические амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики ОУ



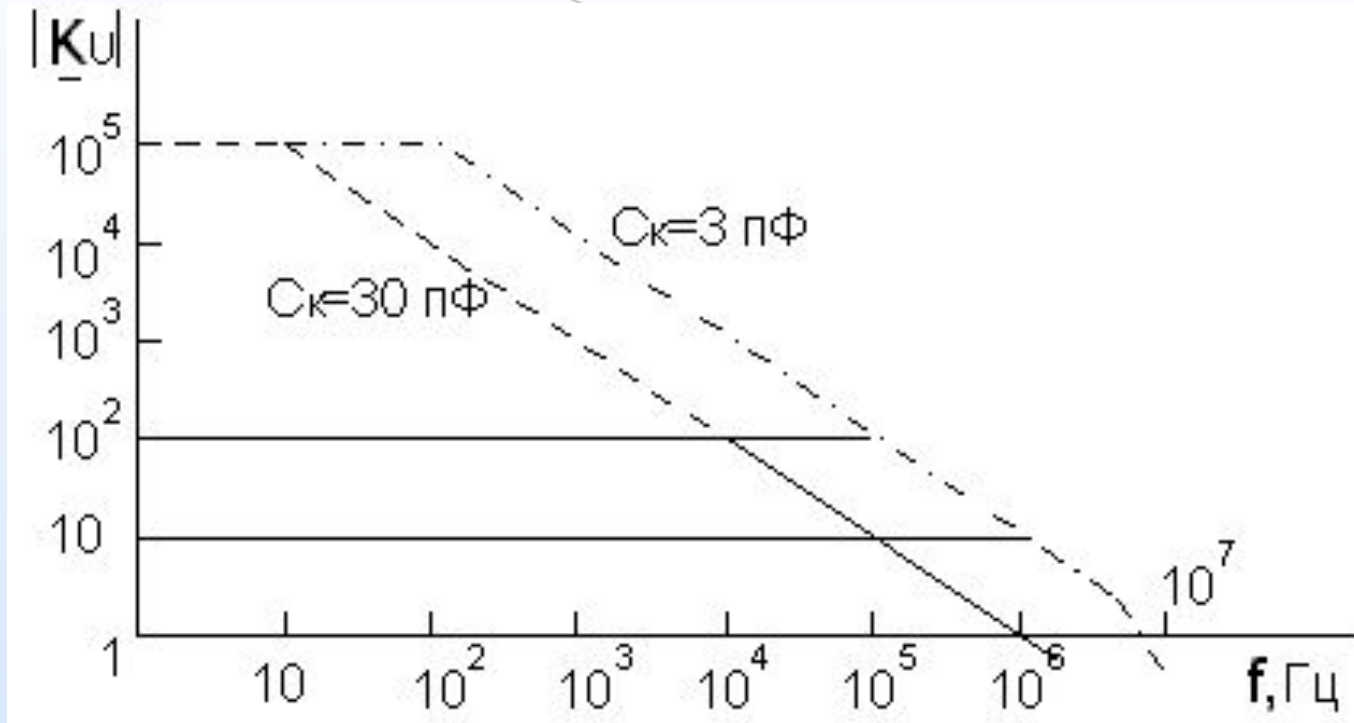
Переходные характеристики ОУ, охваченного обратной связью

Полная частотная коррекция



Логарифмические частотные характеристики ОУ с полной частотной коррекцией и без нее

Подстраиваемая частотная коррекция



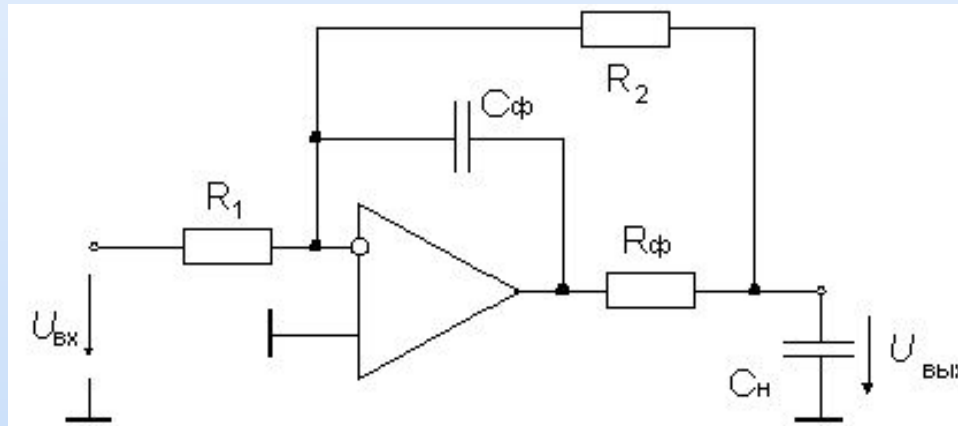
Зависимость полосы пропускания от коэффициента усиления при подстраиваемой частотной коррекции

Скорость нарастания выходного напряжения

Наряду со снижением полосы пропускания усилителя частотная коррекция дает еще один нежелательный эффект: скорость нарастания выходного напряжения ограничивается при этом довольно малой величиной. Максимальное значение скорости нарастания r определяется в основном скоростью заряда корректирующего конденсатора:

$$\rho_{\text{макс}} = \left. \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} \right|_{\text{макс}} = \frac{I_{\text{д. макс}}}{C_{\text{к}}}$$

Компенсация емкостной нагрузки



Основные параметры операционных усилителей

- 1. Коэффициент усиления напряжения K_{yU} □ отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению входного напряжения. В общем случае коэффициент напряжения ОУ, не охваченного обратной связью, равен произведению K_{yU} всех его каскадов. В настоящее время K_{yU} некоторых усилителей по постоянному току превышает $3 \cdot 10^6$. Однако значение его уменьшается с ростом частоты входного сигнала, при этом суммарная АЧХ имеет столько изломов, сколько усилительных каскадов в ОУ. Каждый каскад на высоких частотах вносит фазовый сдвиг, который влияет на устойчивую работу ОУ, охваченного отрицательной обратной связью (ООС). Устойчивой работы усилительных каскадов ОУ добиваются введением частотной коррекции □ внешних нагрузочных RC □ цепей. Для стабилизации двухкаскадного усилителя обычно требуется одна цепь, трехкаскадного □ две. Многие ОУ последних выпусков не требуют внешних цепей коррекции, так как в их схему уже введены необходимые элементы.
- 2. Частота единичного усиления f_l □ значение частоты входного сигнала, при котором значение коэффициента усиления напряжения ОУ падает до единицы. Этот параметр определяет максимально реализуемую полосу усиления ОУ. Выходное напряжение на этой частоте ниже, чем для постоянного тока в 30 раз.
- 3. Максимальное выходное напряжение $U_{ВЫХ \text{ макс}}$ □ максимальное значение выходного напряжения, при котором искажения не превышают заданного значения. В отечественной практике этот измеряется относительно нулевого потенциала как в положительную, так и в отрицательную сторону □ $U_{ВЫХ \text{ макс}}$. В зарубежных каталогах приводят значение максимального диапазона выходных напряжений, который равен $2U_{ВЫХ}$. Выходное напряжение измеряется при определенном сопротивлении нагрузки. При уменьшении сопротивления нагрузки величина $U_{ВЫХ \text{ макс}}$ уменьшается.

Основные параметры операционных усилителей

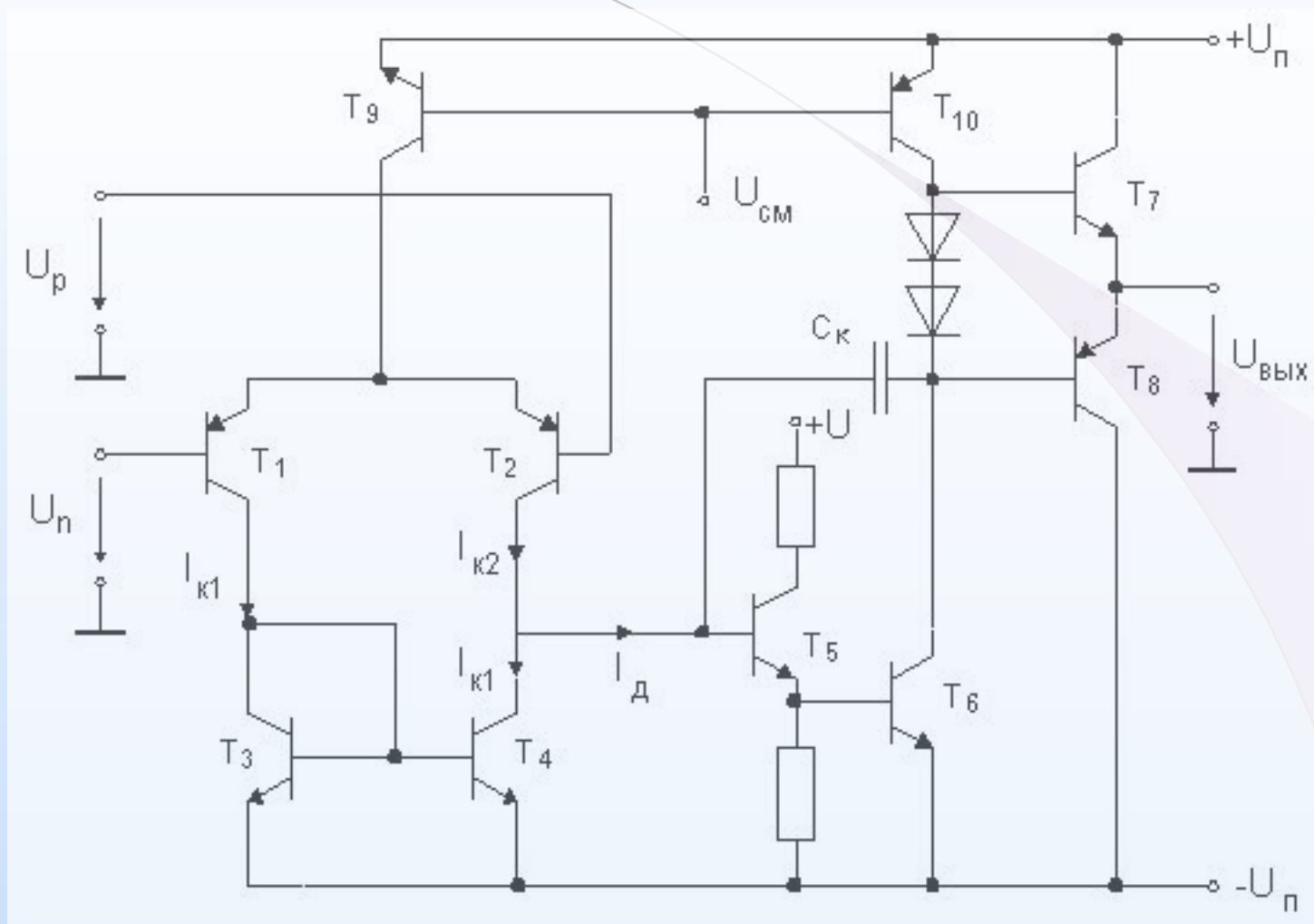
- ❑ 4. Скорость нарастания выходного напряжения $V_{U_{\text{вых}}}$ — отношение изменения $U_{\text{ВЫХ}}$ от 10 до 90% от своего номинального значения ко времени, за которое произошло это изменение. Параметр характеризует скорость отклика ОУ на ступенчатое изменение сигнала на входе; при измерении ОУ охвачен ООС с общим коэффициентом усиления от 1 до 10.
- ❑ 5. Напряжение смещения U_{CM} — значение напряжения, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы на выходе напряжение было равно 0. Операционный усилитель реализуется в виде микросхемы со значительным числом транзисторов, характеристики которых имеют разброс по параметрам, что приводит к появлению постоянного напряжения на выходе в отсутствие сигнала на входе. Параметр U_{CM} помогает разработчикам рассчитывать схемы устройств, подбирать номиналы компенсационных резисторов.
- ❑ 6. Входные токи $I_{\text{ВХ}}$ — токи, протекающие через входные контакты ОУ. Эти токи обусловлены базовыми токами входных биполярных транзисторов и токами утечки затворов для ОУ с полевыми транзисторами на входе. Входные токи, проходя через внутреннее сопротивление источника сигнала, создают падение напряжений, которые могут вызывать появление напряжения на выходе в отсутствие сигнала на входе.
- ❑ 7. Разность входных токов $\Delta I_{\text{ВХ}}$. Входные токи могут отличаться друг от друга на 10 ... 20%. Зная разность входных токов, можно легко подобрать номинал балансирующего резистора. Все параметры ОУ изменяют свое значение — дрейфуют с изменением температуры. Особенно важными дрейфами являются:
- ❑ 8. Дрейф напряжения смещения ΔU_{CM} .
- ❑ 9. Дрейф разности входных токов $\Delta \Delta I_{\text{ВХ}}$.

Основные параметры операционных усилителей

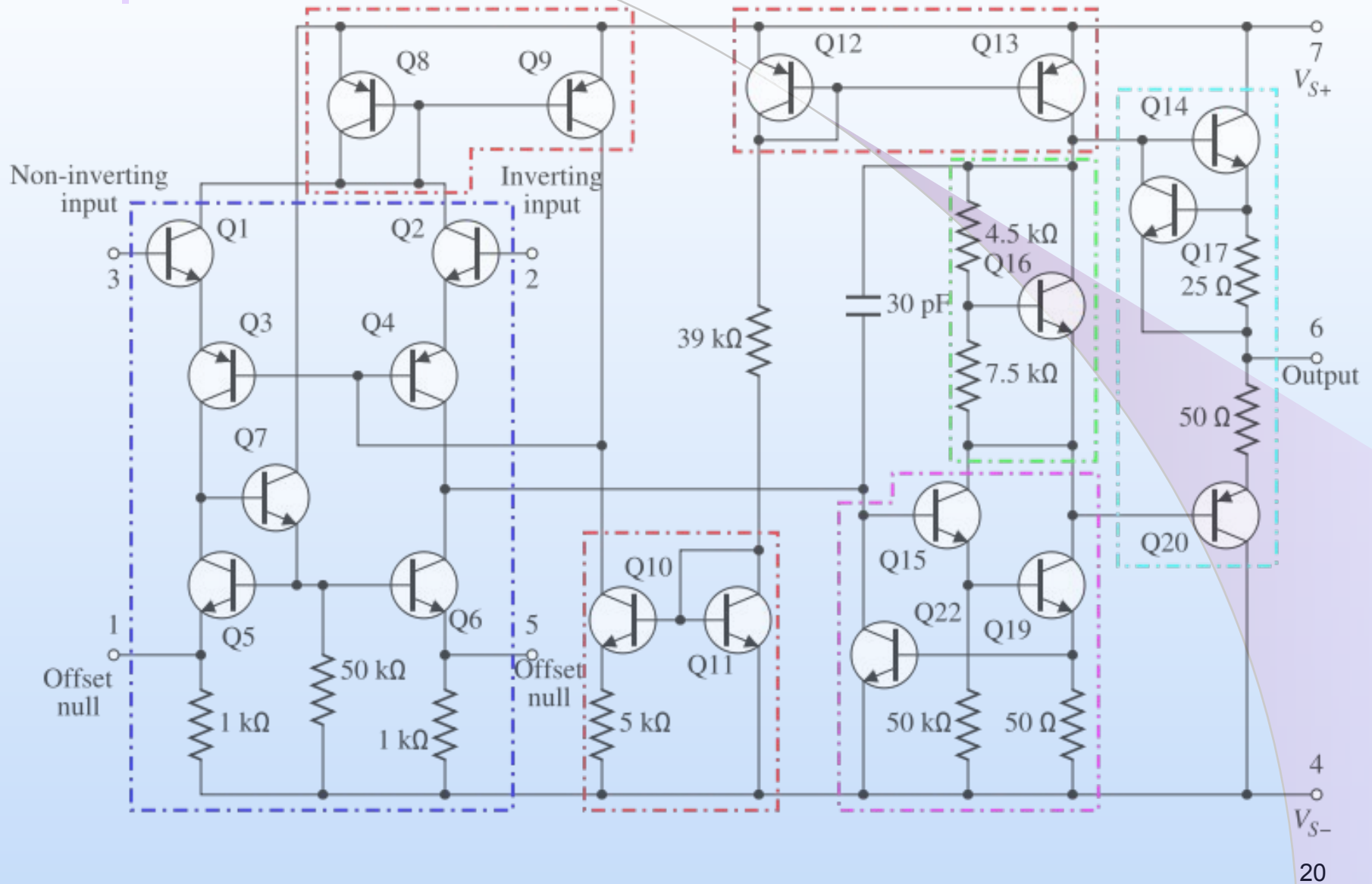
- ❑ 10. Максимальное входное напряжение $U_{ВХ}$ — напряжение, прикладываемое между входными выводами ОУ, превышение которого ведет к выходу параметров за установленные границы или к разрушению прибора. В таблицах приводятся значения $\Delta U_{ВХ}$, в зарубежной литературе — абсолютные значения диапазона.
- ❑ 11. Максимальное синфазное входное напряжение — $U_{ВХ СФ}$ — наибольшее значение напряжения прикладываемого одновременно к обоим входным выводам ОУ относительно нулевого потенциала, превышение которого нарушает работоспособность прибора. В отечественной документации приводят модуль величины $U_{ВХ СФ}$, а в зарубежной диапазон.
- ❑ 12. Коэффициент ослабления синфазного сигнала КОССФ — отношение коэффициента усиления напряжения, приложенного между входами ОУ, к коэффициенту усиления общего для обоих входов напряжения.
- ❑ 13. Выходной ток $I_{ВЫХ}$ — максимальное значение выходного тока ОУ, при котором гарантируется работоспособность прибора. Это значение определяет минимальное сопротивление нагрузки. Очень важно при расчете комплексного сопротивления нагрузки учитывать, что при переходных процессах включения (выключения) ОУ значение емкостной или индуктивной составляющей сопротивления нагрузки резко изменяются и при неправильном подборе нагрузки схема может выйти из строя.

Часто вместо значения $I_{ВЫХ}$ в документации приводят минимальное значение сопротивления нагрузки $R_{Н}$. Большая часть ОУ, разработанных в последнее время, имеют каскад, ограничивающий величину выходного тока при внезапном замыкании выходного контакта на шину источника питания или нулевой потенциал. Предельный выходной ток при этом — ток короткого замыкания $I_{КЗ}$ равен 25 мА.

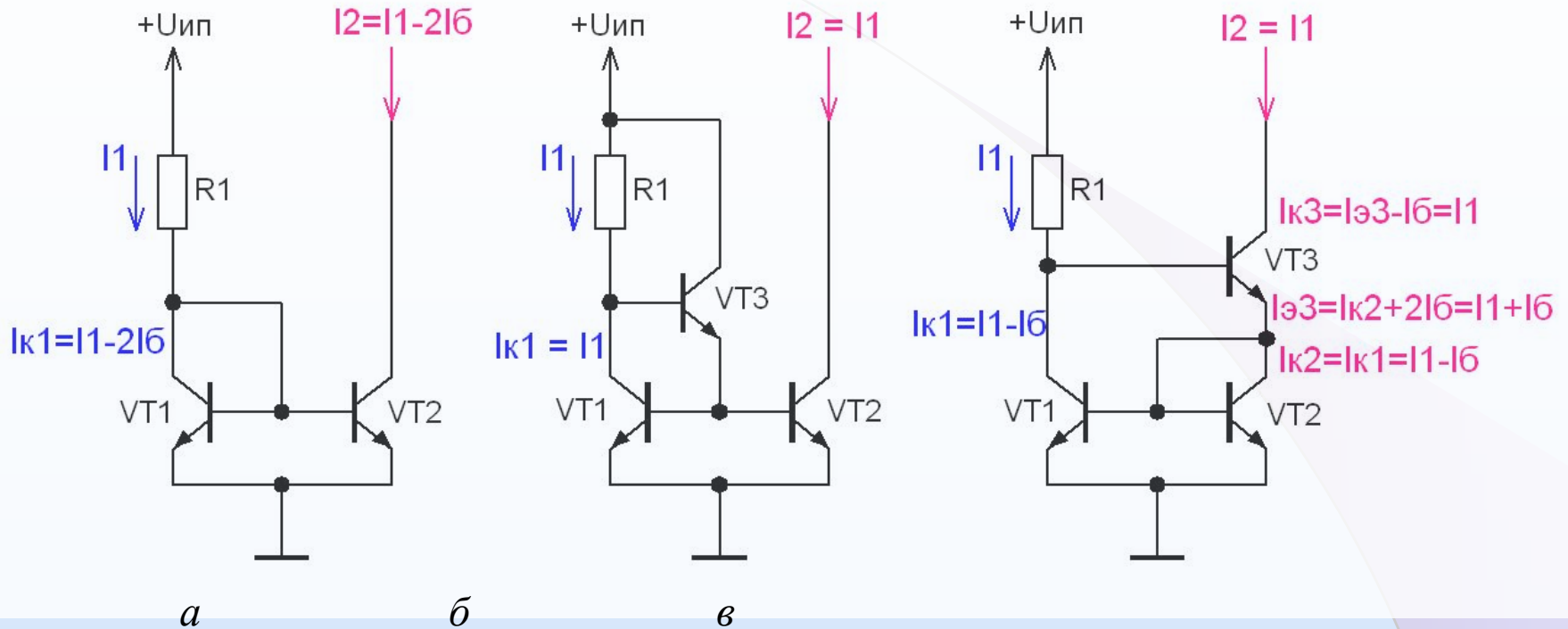
Упрощенная схема операционного усилителя $\mu A741$



Полная схема операционного усилителя $\mu A741$

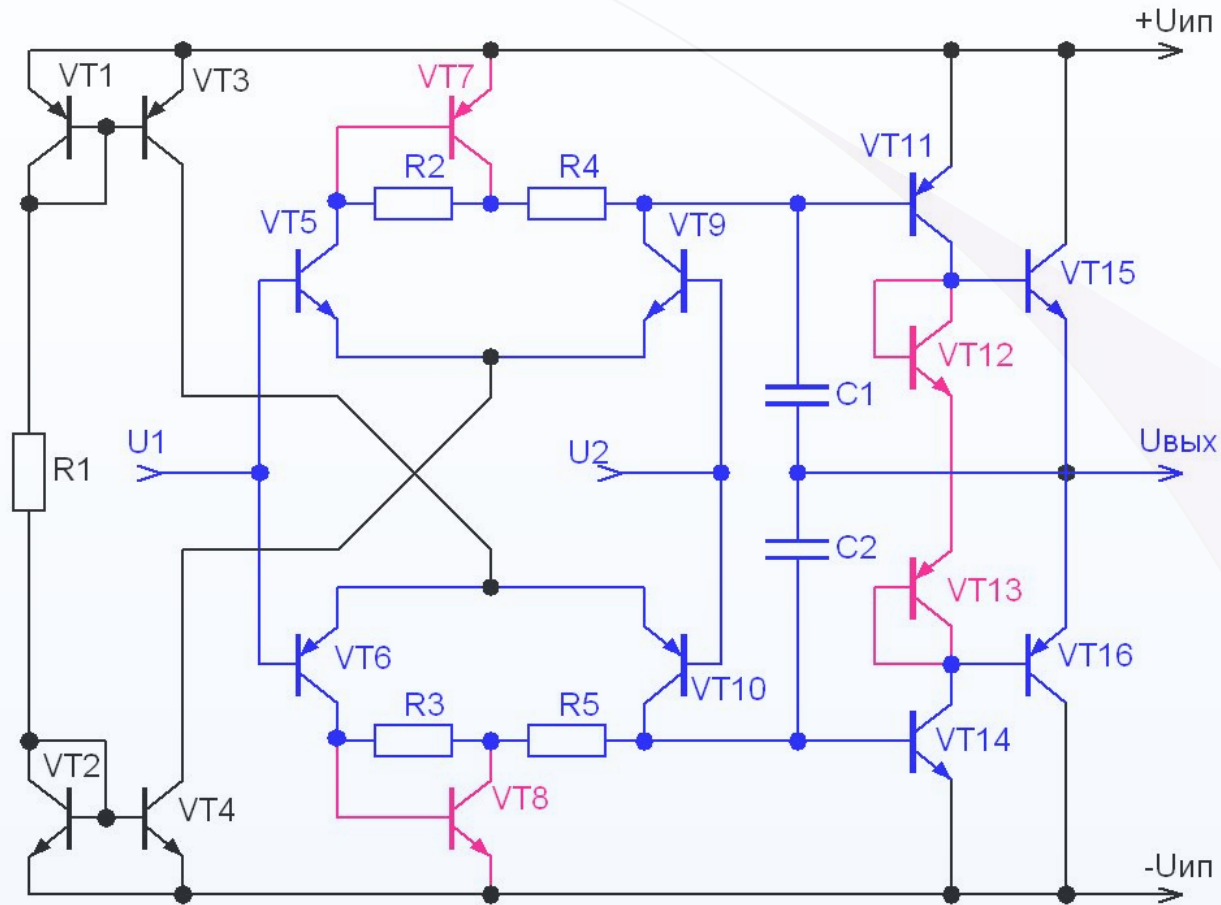


Варианты схем токовых зеркал

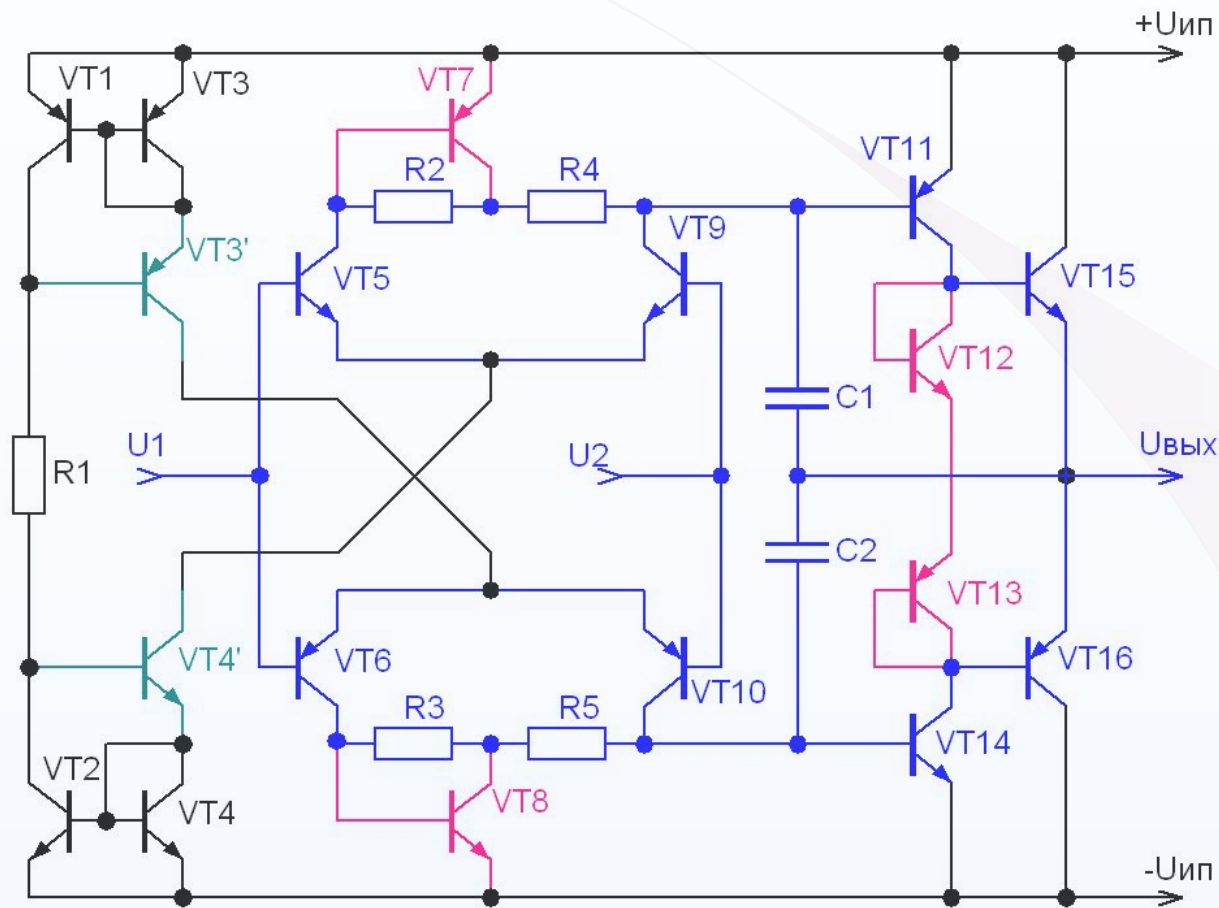


- а** – простейшее токовое зеркало (выходной ток недостаточно точно повторяет входной и зависит от потенциала коллектора выходного транзистора VT2);
б – вариант с улучшенными характеристиками (выходной ток практически совпадает с входным, но также зависит от потенциала коллектора выходного транзистора VT2);
в – схема Уилсона (выходной ток с высокой точностью совпадает с входным и практически не зависит от потенциала коллектора выходного транзистора VT3).

Симметричная схема операционного усилителя



Симметричная схема операционного усилителя с зеркалами Уилсона



Симметричная схема операционного усилителя с защитой от короткого замыкания по выходу

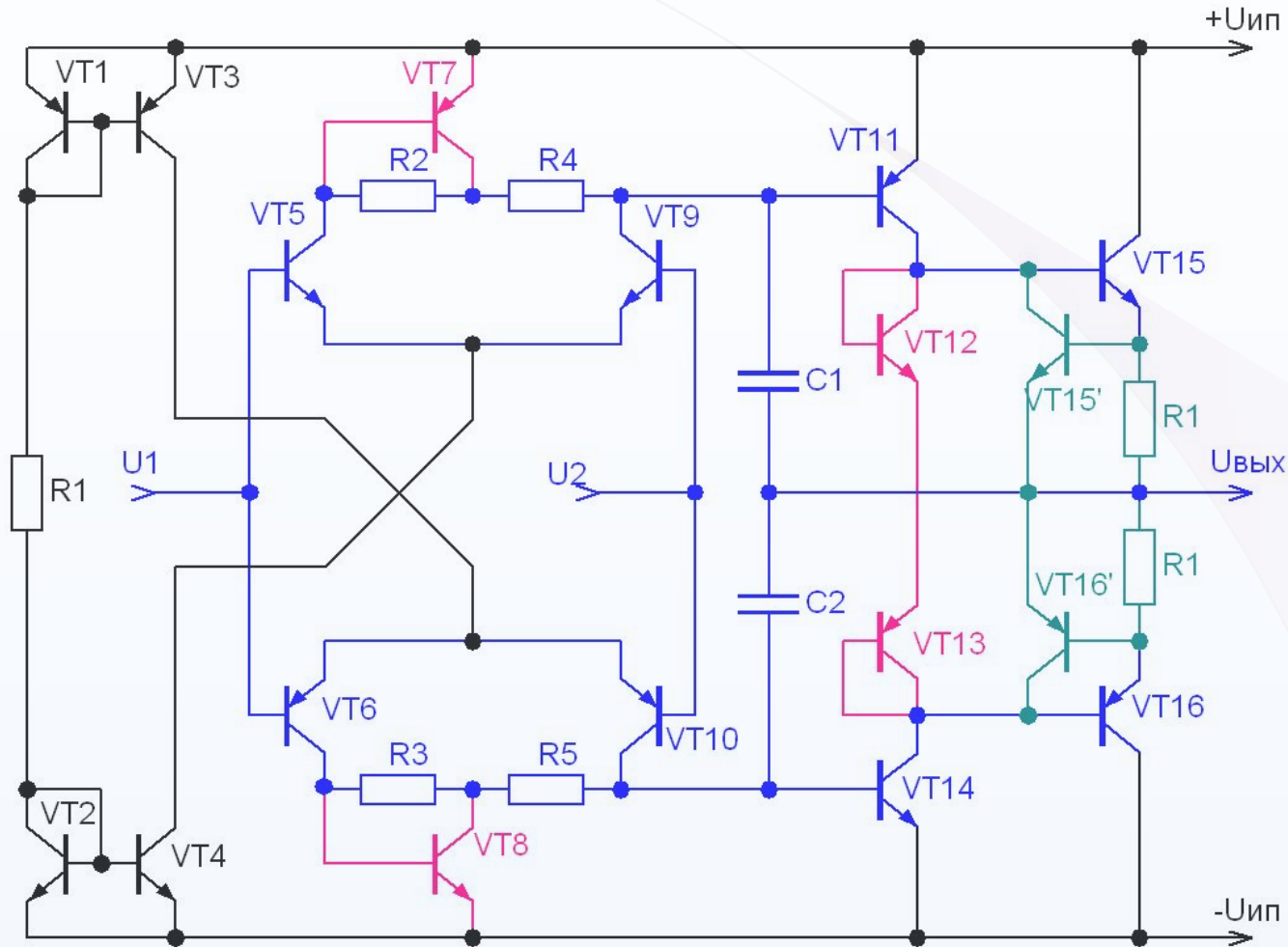
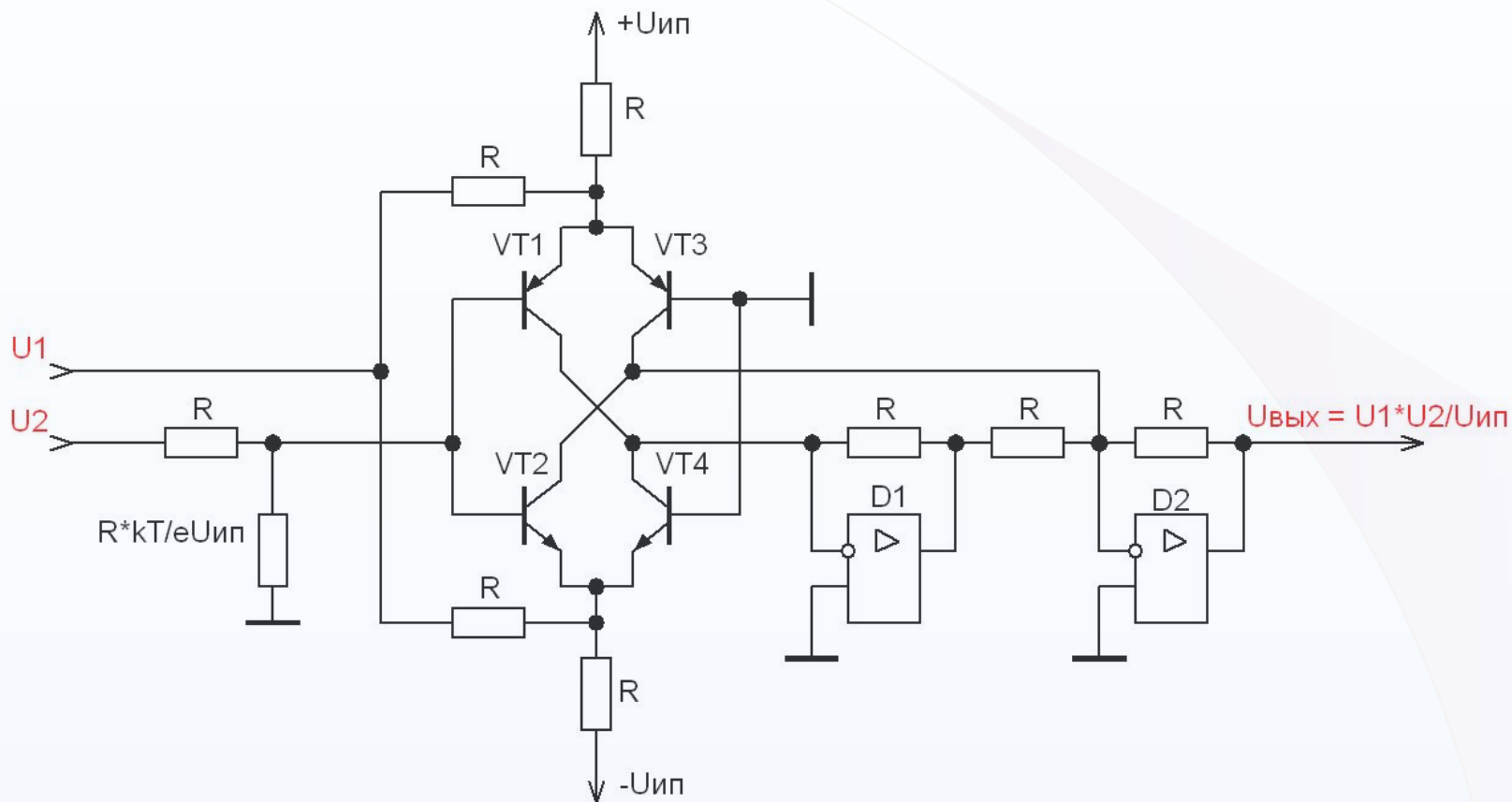
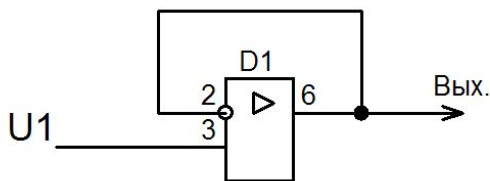


Схема четырехквadrантного аналогового перемножителя с использованием ОУ

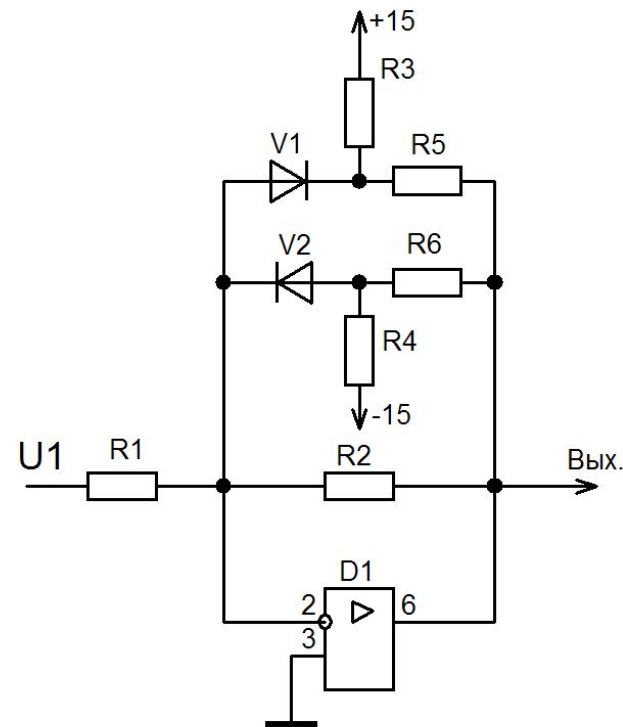
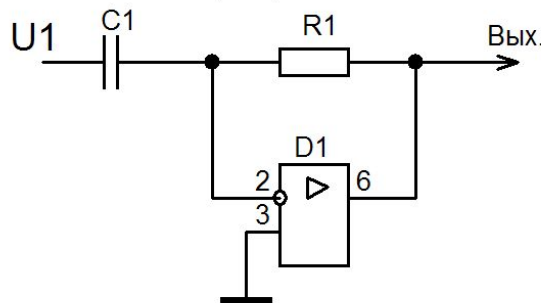
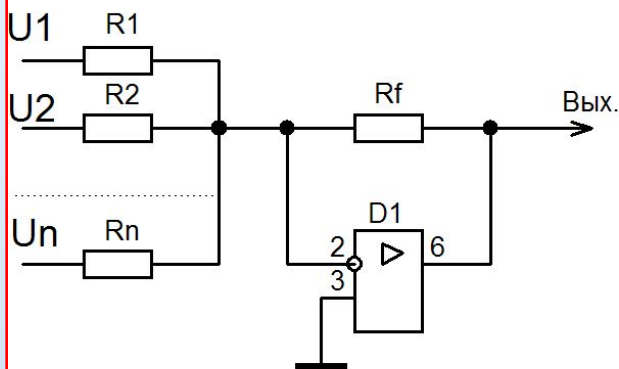
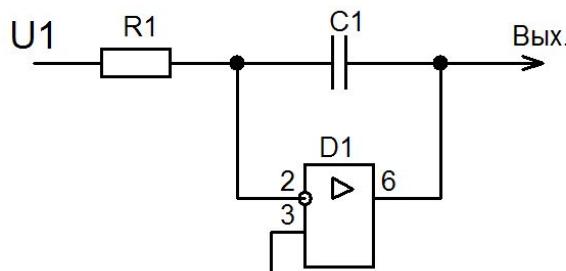


Примеры применения операционных усилителей

Повторитель



Интегратор

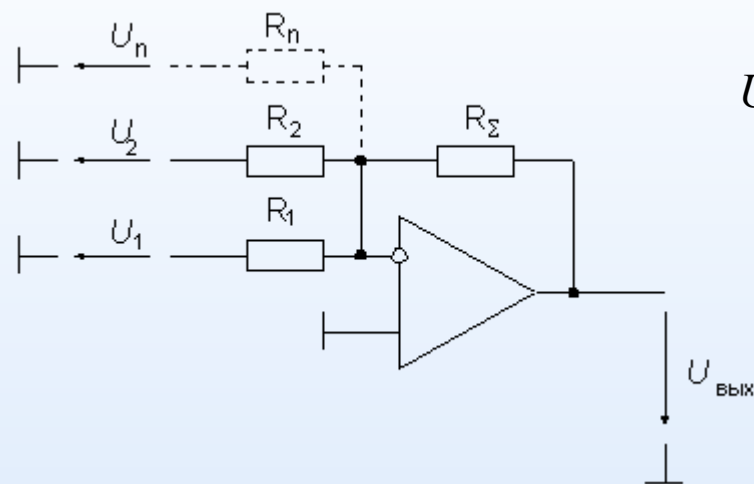


Сумматор

Дифференциатор

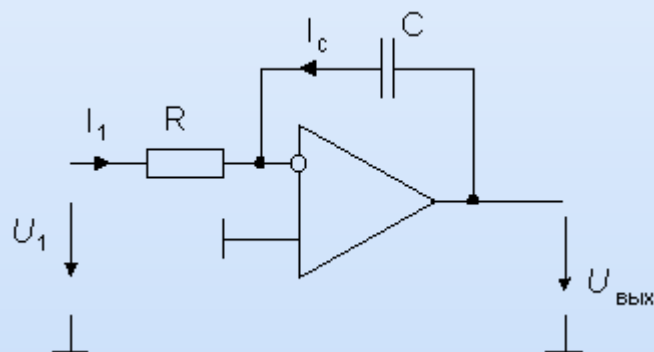
Ограничитель

Линейные аналоговые вычислительные схемы на ОУ



$$U_{\text{ВЫХ}} / R_{\Sigma} = -(U_1/R_1 + U_2/R_2 + \dots + U_n/R_n)$$

Рис. 1. Схема инвертирующего сумматора



$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_C(t) = u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt$$

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_{\text{ВЫХ}}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t u_1(t) dt$$

Рис. 2. Схема инвертирующего интегратора

Линейные аналоговые вычислительные схемы на ОУ

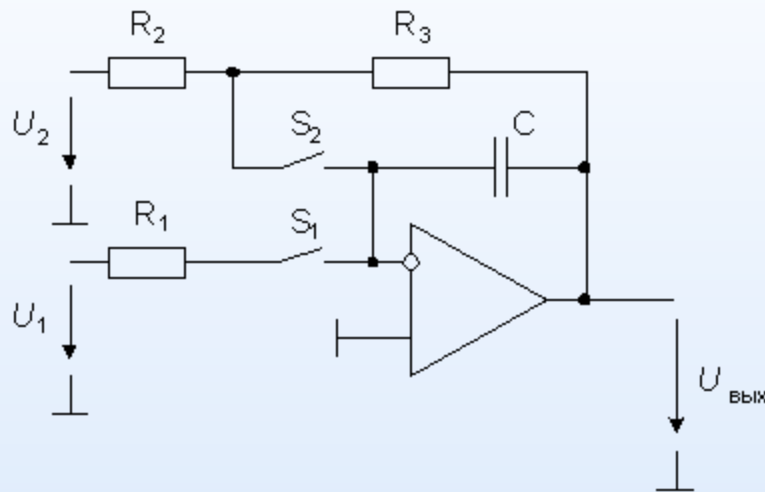


Рис. 3. Интегратор с цепью задания начальных условий

$$K(s) = -\frac{1}{sRC}$$

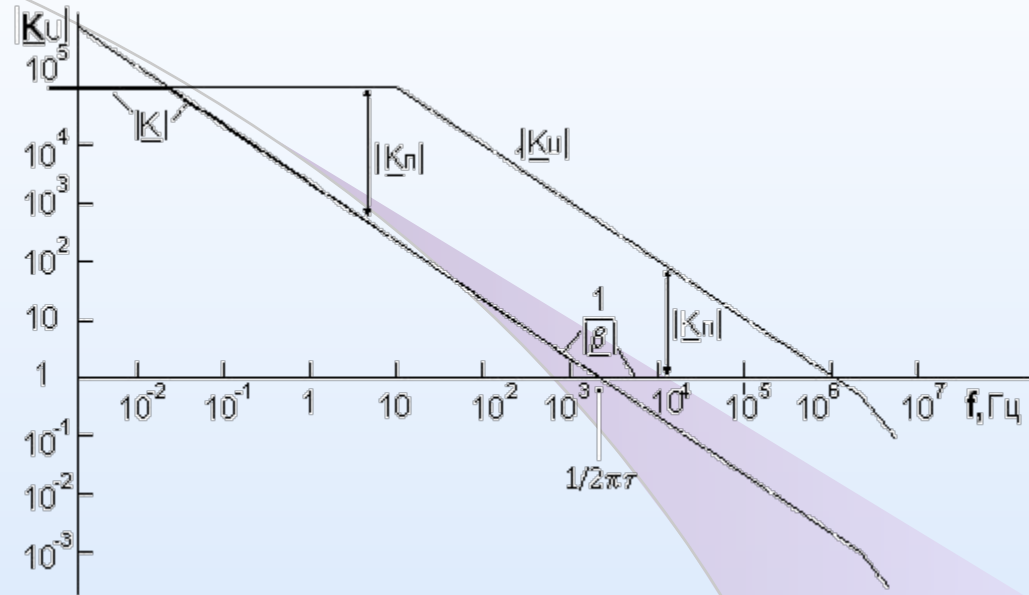


Рис. 4. Частотная характеристика интегратора

$$\underline{K}(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC}$$

$$\underline{\beta}(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

Линейные аналоговые вычислительные схемы на ОУ

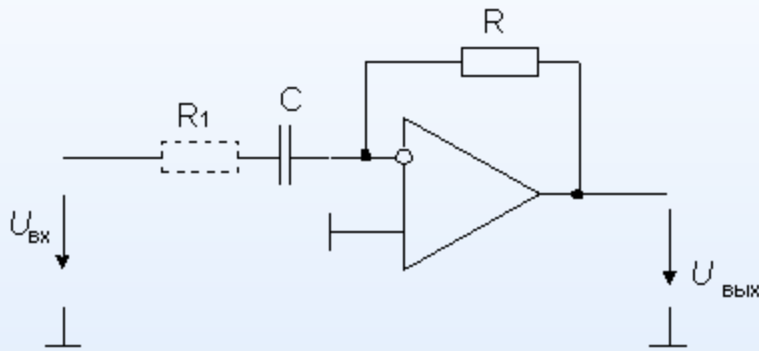


Рис. 5. Схема дифференциатора

$$C(dU_{\text{ВХ}}/dt) + U_{\text{ВЫХ}}/R = 0,$$

ИЛИ

$$U_{\text{ВЫХ}} = -RC(dU_{\text{ВХ}}/dt).$$

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_2} = -\frac{R_2}{R_1}$$

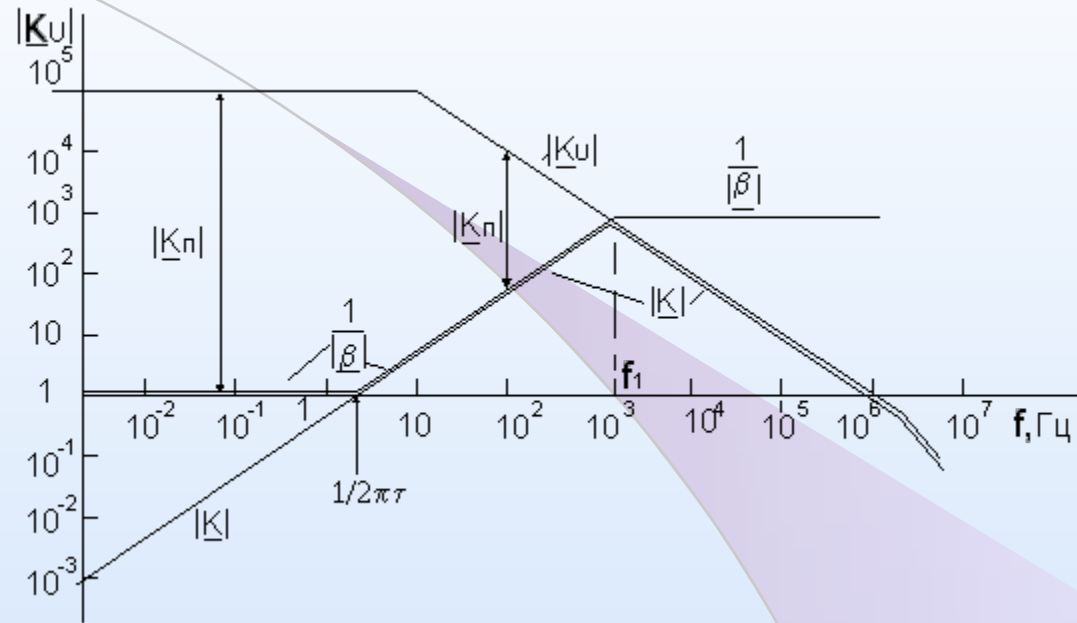


Рис. 6. ЛАЧХ схемы дифференцирования на ОУ

$$K(s) = -sRC, s=j\omega,$$

$$\underline{K}(j\omega) = -j\omega RC, |\underline{K}| = \omega RC$$

$$\underline{\beta}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Схемы линейного преобразования сигналов

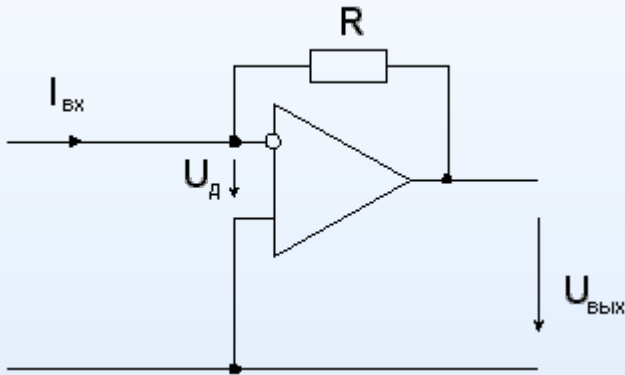


Рис. 7. Источник напряжения,
управляемый током

$$I_{ВХ} > I_{Д} = 0, U_{Д} = 0$$

$$U_{ВЫХ} = -RI_{ВХ}.$$

$$R_{ВХ} = \frac{U_{Д}}{I_{ВХ}} = \frac{R}{1 + K_U} \approx \frac{R}{K_U}$$

$$R_{ВЫХ} = r_{ВЫХ} \frac{R + R_{И}}{R_{И} K_U}$$

Источники тока, управляемые напряжением

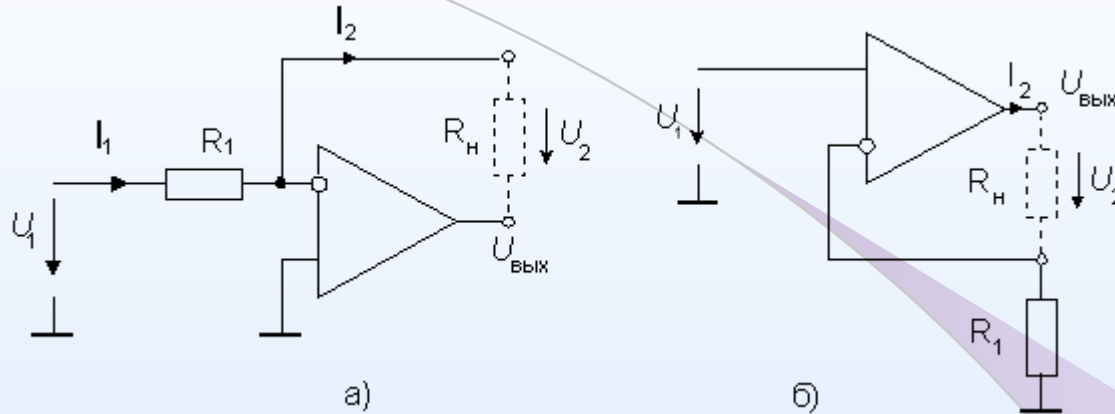


Рис. 8. Источники тока с незаземленной нагрузкой
(с нагрузкой в цепи обратной связи)

$$I_1 = I_2 = (U_1 - U_{\text{д}})/R_1,$$

$$U_{\text{д}} = -(U_{\text{ВЫХ}}/K_U),$$

$$U_2 = U_{\text{д}} - U_{\text{ВЫХ}}.$$

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_1(1+K_U)} \approx \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{K_U R_1}$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = -(\partial U_2 / \partial I_2) = K_U R_1.$$

Источники тока, управляемые напряжением

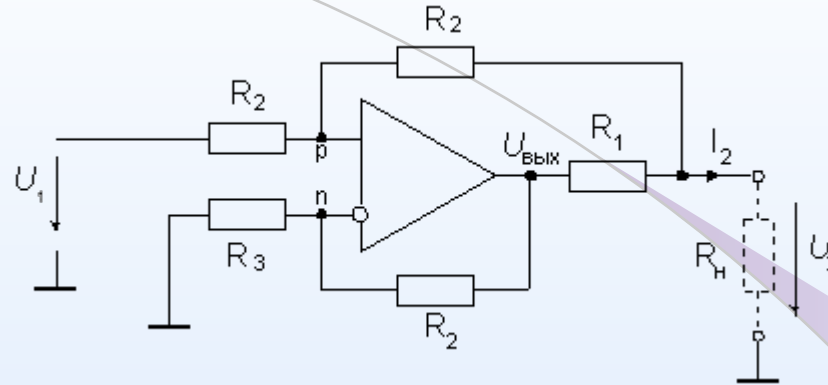


Рис. 9. Источник тока, управляемый напряжением, для заземленной нагрузки

$$\begin{aligned} (U_{\text{ВЫХ}} - U_n)/R_2 - U_n/R_3 &= 0, \\ (U_1 - U_p)/R_2 + (U_2 - U_p)/R_2 &= 0, \\ (U_{\text{ВЫХ}} - U_2)/R_1 - (U_2 - U_p)/R_2 - I_2 &= 0. \end{aligned}$$

$$I_2 = \left(\frac{1}{2R_2} + \frac{R_2 + R_3}{2R_1R_3} \right) U_1 + \left(\frac{R_2 + R_3}{2R_1R_3} - \frac{R_1 + 2R_2}{2R_1R_2} \right) U_2$$

$$R_3 = (R_2)^2 / (R_1 + R_2),$$

$$I_2 = U_1 / (R_1 || R_2).$$

Источники тока, управляемые напряжением

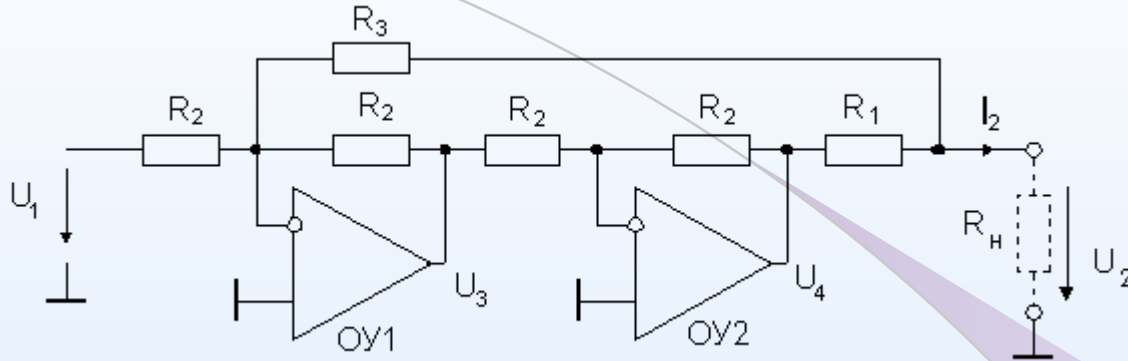


Рис. 10. Источник тока на ОУ в инвертирующем включении

$$\begin{aligned}
 U_4 &= -U_3 = U_1 + (R_2/R_3) U_2 . \\
 (U_4 - U_2)/R_1 - U_2/R_3 - I_2 &= 0 . \\
 I_2 &= U_1/R_1 + U_2[(R_2 - R_3 - R_1)/R_1 R_3], \\
 R_3 &= R_2 - R_1 .
 \end{aligned}$$

Источники тока для нагрузки, один из полюсов которой имеет постоянный потенциал, отличный от потенциала общей точки

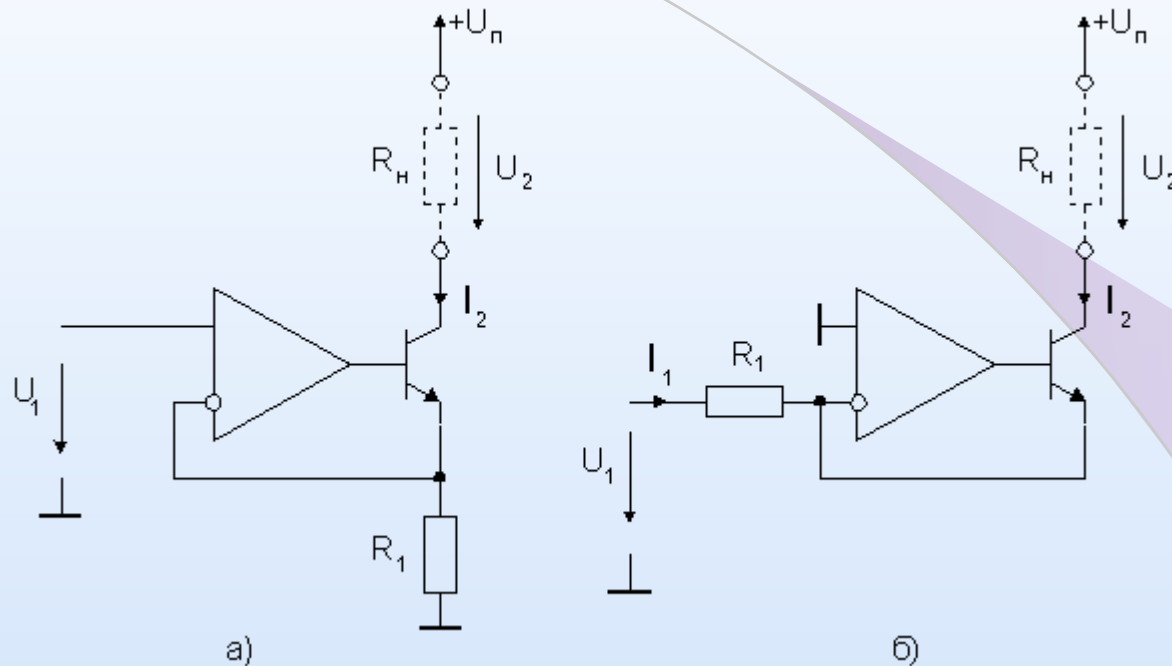


Рис. 11. Источники тока с биполярными транзисторами

$$I_2 = (U_1/R_1) [1 - (1/B)].$$

$$I_2 = (U_1/R_1).$$

$$I_2 = - (U_1/R_1) [(1 - (1/B))],$$

Преобразователь отрицательного сопротивления

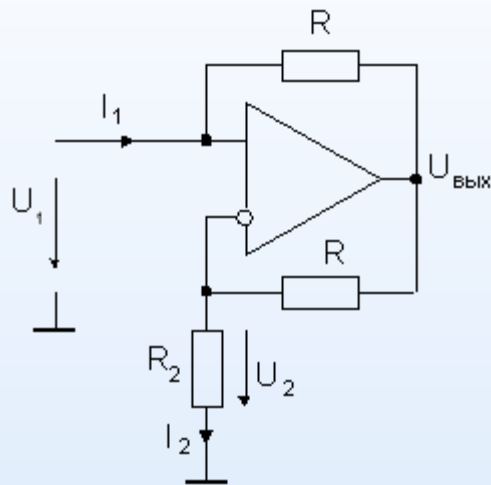


Рис. 12. Схема преобразователя отрицательного сопротивления

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 + I_2 R.$$

$$I_1 = (U_1 - U_{\text{ВЫХ}})/R.$$

$$U_1 = U_2, I_2 = -I_1,$$

$$U_1/I_1 = -R_2.$$

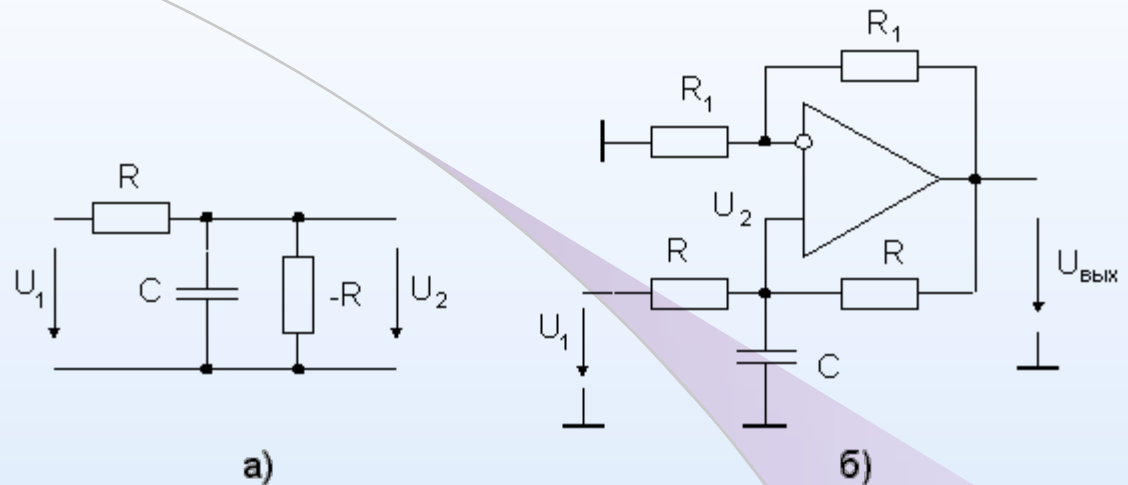


Рис. 13. Схема неинвертирующего интегратора

$$W(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{1 + R \left[\frac{1}{(-R)} + sC \right]} = \frac{1}{sRC}$$

$$W(s) = \frac{2}{sRC}$$

Активные электрические фильтры на ОУ

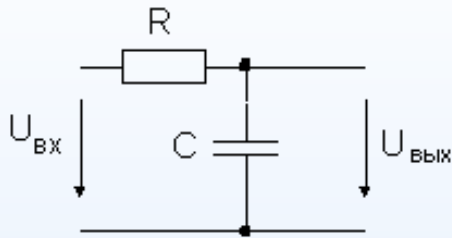


Рис.14. Простейший фильтр нижних частот первого порядка

Передаточная функция этого фильтра определяется выражением: $W(s) = 1/(1+sRC)$.
 Заменив s на $j\omega$, получим частотную характеристику фильтра. Для реализации общего подхода целесообразно нормировать комплексную переменную s . Положим

$$S = s/\omega_c,$$

где ω_c – круговая частота среза фильтра. В частотной области этому соответствует

$$j\Omega = j(\omega/\omega_c).$$

Частота среза ω_c фильтра на рис. 14 равна $1/RC$. Отсюда получим $S = sRC$ и $W(S) = 1/(1+S)$. Используя передаточную функцию для оценки зависимости амплитуды выходного сигнала от частоты, запишем

$$|W(j\Omega)|^2 = 1/(1 + \Omega^2).$$

При $\Omega \gg 1$, т.е. для случая, когда частота входного сигнала $\omega \gg \omega_c$, $|W(j\Omega)| = 1/\Omega$. Это соответствует снижению коэффициента передачи фильтра на 20 дБ на декаду.

$$W(S) = \frac{1}{(1 + \alpha_1 S)(1 + \alpha_2 S) \dots (1 + \alpha_n S)}$$

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = \sqrt[n]{\sqrt{2} - 1}$$

$$W(S) = \frac{K_0}{1 + c_1 S + c_2 S^2 + \dots + c_n S^n}$$

$$W(S) = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i S + b_i S^2)}$$

Фильтры нижних частот

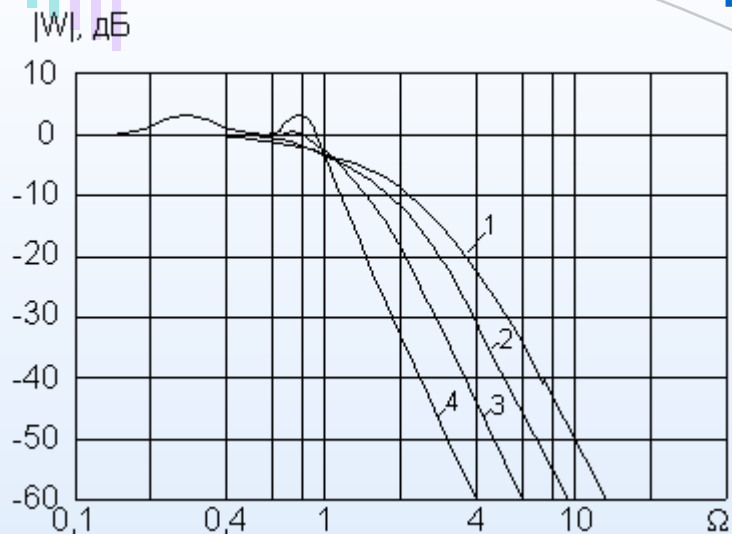


Рис. 15. Амплитудно-частотные характеристики фильтров четвертого порядка:

- 1 – фильтр с критическим затуханием;
- 2 – фильтр Бесселя;
- 3 – фильтр Баттерворта;
- 4 – фильтр Чебышева с неравномерностью 3 дБ.

Наиболее широко применяемые фильтры *Бесселя*, *Баттерворта* и *Чебышева* отличаются крутизной наклона АЧХ в начале полосы задерживания и колебательностью переходного процесса при ступенчатом воздействии.

АЧХ *фильтра Баттерворта* имеет длинный горизонтальный участок и резко спадает за частотой среза. Переходная характеристика фильтра при ступенчатом входном сигнале имеет колебательный характер. С увеличением порядка фильтра колебания усиливаются.

АЧХ *фильтра Чебышева* спадает более круто за частотой среза. Но в полосе пропускания она не монотонна, а имеет волнообразный характер с постоянной амплитудой. При заданном порядке фильтра более резкому спаду амплитудно-частотной характеристики за частотой среза соответствует большая неравномерность в полосе пропускания. Колебания переходного процесса при ступенчатом входном воздействии сильнее, чем у фильтра Баттерворта.

Фильтр Бесселя обладает оптимальной переходной характеристикой благодаря пропорциональности фазового сдвига выходного сигнала фильтра частоте входного сигнала. При равном порядке спад АЧХ фильтра Бесселя оказывается более пологим по сравнению с фильтрами Чебышева и Баттерворта.

Фильтры верхних частот

Используя логарифмическое представление, можно перейти от нижних частот к верхним, зеркально отобразив амплитудно-частотную характеристику коэффициента передачи относительно частоты среза, т.е. заменив W на $1/W$ или S на $1/S$. При этом частота среза остается без изменения, а K_0 переходит в K_{∞} . Из выражения $|kz|$ при этом получим

$$W(S) = \frac{K_{\infty}}{\prod_i (1 + a_i/S + b_i/S^2)}$$

Полосовые фильтры

Аналогично, путем замены переменных, можно преобразовать АЧХ фильтра нижних частот в АЧХ полосового фильтра, для чего в передаточной функции ФНЧ необходимо произвести замену переменных:

$$S \rightarrow \frac{1}{\Delta\Omega} \left(S + \frac{1}{S} \right)$$

В результате такого преобразования АЧХ фильтра нижних частот в диапазоне $0 < W < 1$ переходит в правую часть полосы пропускания полосового фильтра ($1 < W < W_{\max}$). Левая часть полосы пропускания является зеркальным отображением в логарифмическом масштабе правой части относительно средней частоты полосового фильтра $W = 1$. При этом $W_{\min} = 1/W_{\max}$.

Полосовые фильтры

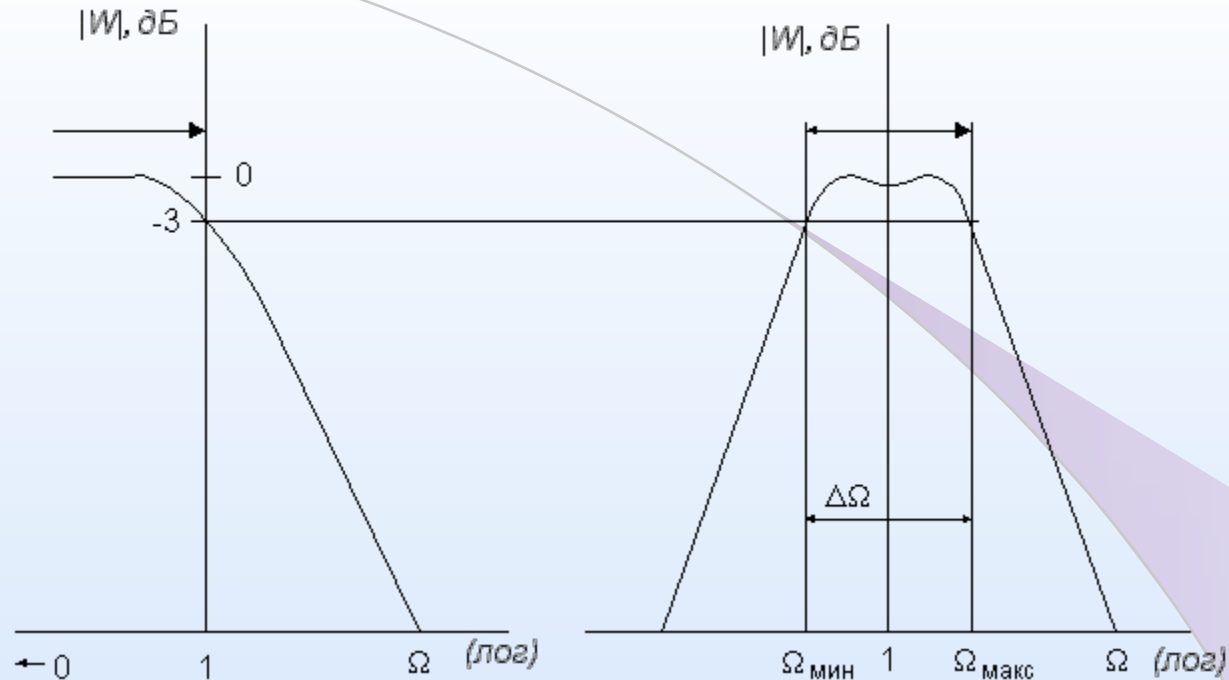


Рис. 16. Преобразование нижних частот в полосу частот

Нормированная ширина полосы пропускания фильтра $\Delta\Omega = \Omega_{\text{макс}} - \Omega_{\text{мин}}$ может выбираться произвольно. Из рисунка видно, что полосовый фильтр на частотах $\Omega_{\text{макс}}$ и $\Omega_{\text{мин}}$ обладает таким же коэффициентом передачи, что и ФНЧ при $\Omega = 1$. Если параметры ФНЧ нормированы относительно частоты среза, на которой его коэффициент передачи уменьшается на 3 дБ, $\Delta\Omega$ также будет нормированной шириной полосы пропускания. Учитывая, что $\Omega_{\text{макс}} * \Omega_{\text{мин}} = 1$, получим выражение для вычисления нормированных частот среза полосового фильтра, на которых его коэффициент передачи уменьшается на 3 дБ:

$$\Omega_{\text{мин/макс}} = \frac{1}{2} \sqrt{(\Delta\Omega)^2 + 4} \pm \frac{1}{2} \Delta\Omega$$

Избирательные (селективные) фильтры

Избирательные фильтры предназначены для выделения из сложного сигнала монохромной составляющей и являются узкополосными полосовыми фильтрами. Они имеют АЧХ, подобные амплитудно-частотным характеристикам колебательных LC-контуров. Характерным для этих фильтров является пик АЧХ в области резонансной частоты f_p . Характеристикой избирательности фильтра является добротность Q , определяемая как отношение резонансной частоты к полосе пропускания:

$$Q = f_p / (f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}) = 1 / (\Omega_{\text{макс}} - \Omega_{\text{мин}}) = 1 / \Delta\Omega.$$

Простейший полосовой фильтр можно получить, применив преобразование $S \rightarrow \frac{1}{\Delta\Omega} \left(S + \frac{1}{S} \right)$ к передаточной функции ФНЧ первого порядка:

$$W(S) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{\Delta\Omega} \left[S + \frac{1}{S} \right]} = \frac{K_0 \Delta\Omega S}{1 + \Delta\Omega S + S^2}$$

Подставив выражение для добротности в последнее соотношение, получим передаточную функцию полосового фильтра:

$$W(S) = \frac{(K_0 / Q) S}{1 + \frac{1}{Q} S + S^2}$$

Это выражение дает возможность определить основные параметры полосового фильтра второго порядка непосредственно из его передаточной функции

Заграждающие (режекторные) фильтры

Для выборочного подавления составляющих определенных частот необходим фильтр, коэффициент передачи которого на резонансной частоте равен нулю, а для нижних и верхних частот имеет постоянное значение. Такой фильтр называется заграждающим. Для оценки избирательности используется понятие добротности подавления сигнала $Q = f_0/\Delta f$, где Δf – полоса частот, на краях которой коэффициент передачи падает на 3 дБ. Чем больше добротность фильтра, тем быстрее возрастает коэффициент передачи при удалении от резонансной частоты. Передаточную функцию заграждающего фильтра можно получить из передаточной функции ФНЧ с помощью преобразования в частотной области заменой:

$$S \rightarrow \frac{\Delta\Omega}{S+1/S}$$

Здесь $\Delta\Omega = 1/Q$, как и ранее, нормированная полоса частот. В результате такого преобразования АЧХ фильтра нижних частот из области $0 < \Omega < 1$ переходит в область пропускаемых частот $0 < \Omega < \Omega_1$ заграждающего фильтра. Кроме того, она зеркально отображается в логарифмическом масштабе относительно резонансной частоты. Для резонансной частоты $\Omega = 1$ значение передаточной функции равно нулю. Как и в случае полосовых фильтров, при преобразовании порядок фильтра удваивается.

Применив преобразование $S \rightarrow \frac{\Delta\Omega}{S+1/S}$ передаточной функции ФНЧ первого порядка, получим передаточную функцию заграждающего фильтра :

$$W(S) = \frac{K_0(1+S^2)}{1+\Delta\Omega S+S^2} = \frac{K_0(1+S^2)}{1+(1/Q)S+S^2}$$

Подставив $j\Omega$ вместо S , получим частотную характеристику заграждающего фильтра.

Реализация фильтров на операционных усилителях

С ростом порядка фильтра его фильтрующие свойства улучшаются. На одном ОУ достаточно просто реализуется фильтр *второго* порядка. Для реализации фильтров нижних частот, высших частот и полосовых фильтров широкое применение нашла схема фильтра второго порядка *Саллена-Ки*.

Фильтр нижних частот

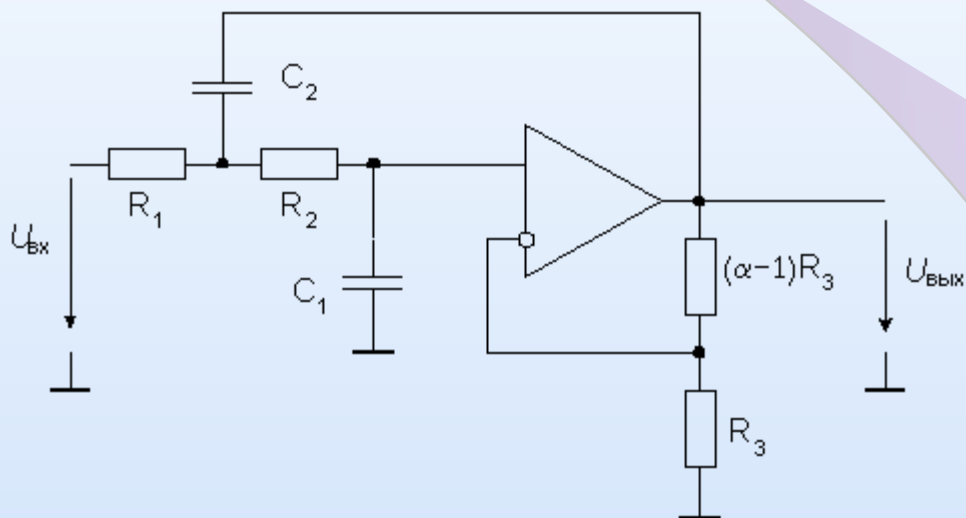


Рис.17. Активный фильтр нижних частот второго порядка

Отрицательная обратная связь, сформированная с помощью делителя напряжения R_3 , $(\alpha - 1)R_3$, обеспечивает коэффициент усиления, равный α . Положительная обратная связь обусловлена наличием конденсатора C_2 . Передаточная функция фильтра имеет вид:

$$W(S) = \frac{\alpha}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - \alpha)R_1C_2]S + \omega_c^2 R_1R_2C_1C_2S^2}$$

Активный фильтр нижних частот второго порядка

Расчет схемы существенно упрощается, если с самого начала задать некоторые дополнительные условия. Можно выбрать коэффициент усиления $a = 1$. Тогда $(a - 1)R_3 = 0$, и резистивный делитель напряжения в цепи отрицательной обратной связи можно исключить. ОУ оказывается включенным по схеме неинвертирующего повторителя. В простейшем случае он может быть даже заменен эмиттерным повторителем на составном транзисторе. При $a = 1$ передаточная функция фильтра принимает вид:

$$W(S) = \frac{1}{1 + \omega_c C_1 (R_1 + R_2) S + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 S^2}$$

Считая, что емкости конденсаторов C_1 и C_2 выбраны, получим для заданных значений a_1 и b_1 (см. (13)): $K_0 = 1$,

$$R_1 = R_2 = \frac{a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4b_1 C_1 / C_2}}{2\omega_c C_1}$$

$$C_2 / C_1 \geq 4b_1 / a_1^2$$

$$W(S) = \frac{\alpha}{1 + \omega_c (3 - \alpha) RC S + (\omega_c RC)^2 S^2}$$

$$RC = \sqrt{b_1} / \omega_c$$

$$\alpha = K_0 = 3 - a_1 / \sqrt{b_1}$$

Активный фильтр верхних частот

Поменяв местами сопротивления и конденсаторы, получим *фильтр верхних частот*:

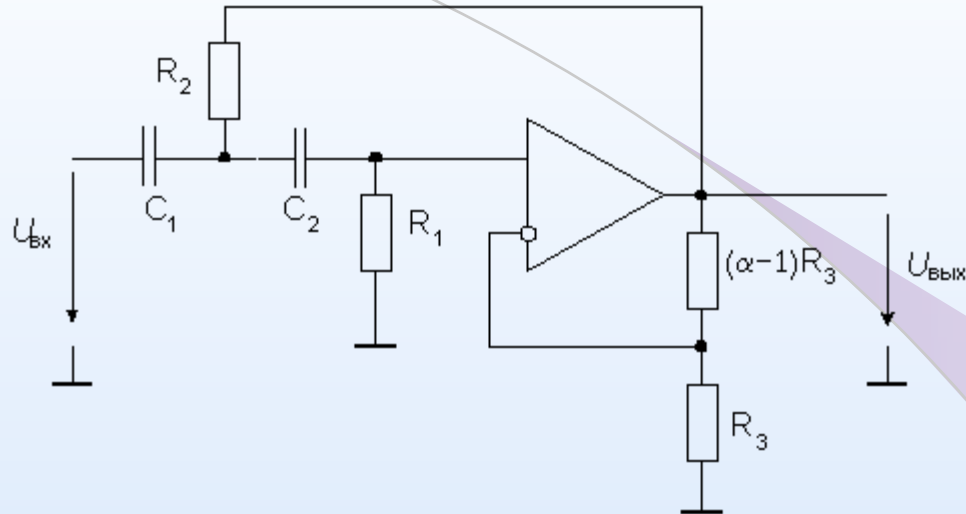


Рис. 18. Активный фильтр верхних частот второго порядка

$$W(S) = \frac{\alpha}{1 + \frac{R_2(C_1 + C_2) + (1 - \alpha)R_1C_2}{R_1R_2C_1C_2\omega_c} \cdot \frac{1}{S} + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2\omega_c^2} \cdot \frac{1}{S^2}}$$

Приняв для упрощения расчетов $\alpha=1$ и $C_1=C_2=C$, получим: $K_{\text{беск}}=1$, $R_1=2/\omega_c Ca_1$, $R_2=a1/2\omega_c Cb_1$.

Если АЧХ фильтра второго порядка оказывается недостаточно крутой, следует применять фильтр более высокого порядка. Для этого последовательно соединяют звенья, представляющие собой фильтры первого и второго порядка. АЧХ звеньев фильтра перемножаются (в логарифмическом масштабе – складываются). Однако последовательное соединение, например, двух фильтров Баттерворта второго порядка не приведет к получению фильтра Баттерворта четвертого порядка. Результирующий фильтр будет иметь другую частоту среза и другую частотную характеристику. Поэтому необходимо задавать такие коэффициенты звеньев, чтобы результат перемножения их частотных характеристик соответствовал желаемому типу фильтра.

Активный полосовой фильтр

Полосовой фильтр второго порядка можно реализовать на основе схемы Саллена-Ки:

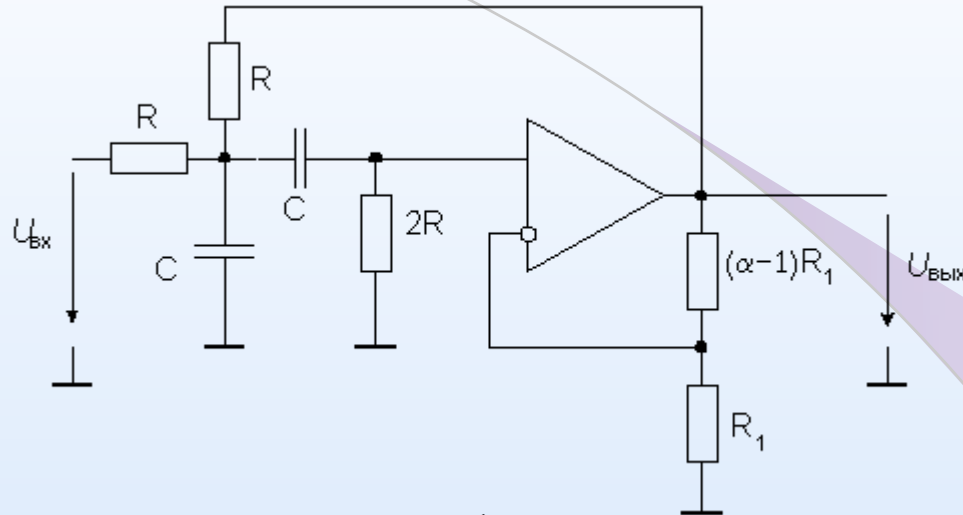


Рис. 19. Схема полосового фильтра второго порядка

Передаточная функция фильтра:

$$W(S) = \frac{\alpha RC \omega_p S}{1 + \omega_p (3 - \alpha) RCS + (\omega_p RC)^2 S^2}$$

Приравнивая коэффициенты этого выражения к коэффициентам передаточной функции полосового фильтра, получим формулы для расчета параметров фильтра:

$$f_p = 1/2\pi RC; K_p = a/(3 - a); Q = 1/(3 - a).$$

Недостаток схемы – коэффициент усиления на резонансной частоте K_p и добротность Q не являются независимыми друг от друга. Достоинство схемы – ее добротность изменяется в зависимости от a , тогда как резонансная частота от коэффициента a не зависит.

Активный заграждающий фильтр

Активный *заграждающий фильтр* может быть реализован на основе двойного Т-образного моста. Двойной Т-образный мост сам по себе является заграждающим фильтром, но его добротность составляет только 0,25. Ее можно повысить, включив мост в цепь обратной связи ОУ. Для сигналов высоких и низких частот выходное напряжение фильтра равно $\alpha U_{\text{вх}}$, а на резонансной частоте оно равняется нулю.

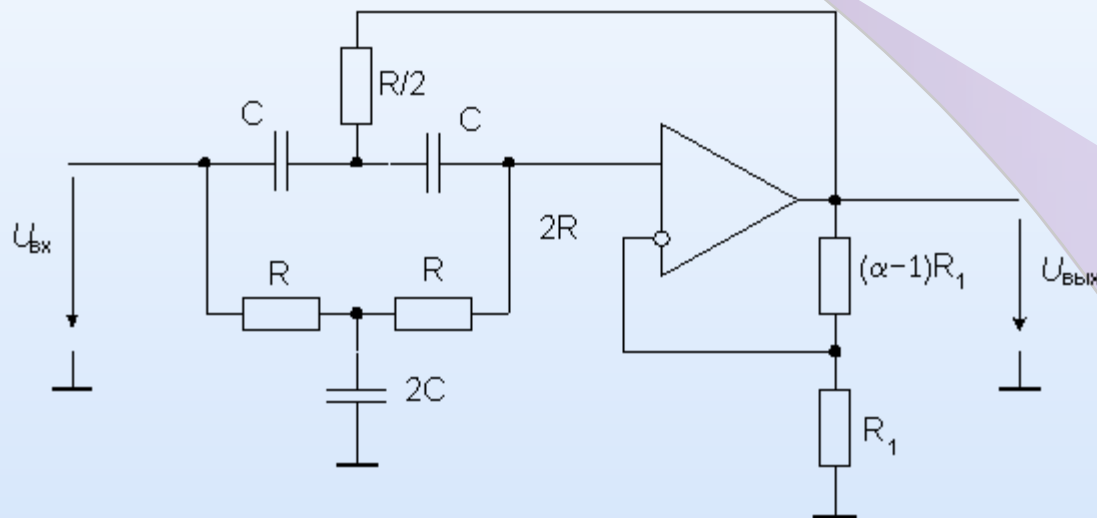
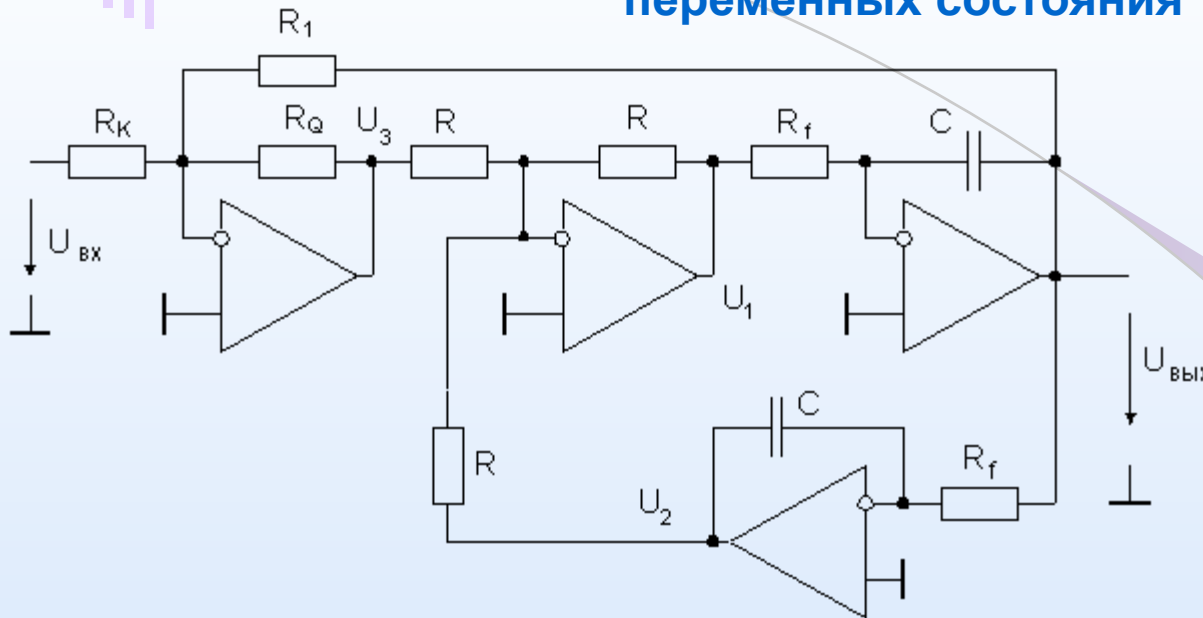


Рис. 20. Активный заграждающий фильтр с двойным Т-образным мостом

$$W(S) = \frac{\alpha[1 + (RC\omega_p)^2 S^2]}{1 + 2\omega_p(2 - \alpha)RCS + (\omega_p RC)^2 S^2}, \quad \text{т. к. } \omega_p = 1/RC: \quad W(S) = \frac{\alpha[1 + S^2]}{1 + 2(2 - \alpha)S + S^2}$$

Задав коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равным 1, получим $Q = 0,5$. При увеличении коэффициента усиления добротность растет и стремится к бесконечности, если α стремится к 2.

Реализация активных фильтров на основе метода переменных состояния



$$U_1 = U_{\text{вх}} \frac{R_Q}{R_K} + U_{\text{вых}} \frac{R_Q}{R_1} - U_2$$

$$U_2 = -U_{\text{вых}}/S \text{ и } U_{\text{вых}} = -U_1/S$$

$$S = sR_f C$$

$$Q = R_1/R_Q, \quad K_0 = R_1/R_K$$

Рис. 21. Схема фильтра второго порядка

Полосовой фильтр:

$$W(S) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{(K_0/Q)S}{1 + \frac{1}{Q}S + S^2}$$

Фильтр нижних частот:

$$W_2(S) = \frac{U_2}{U_{\text{вх}}} = \frac{(K_0/Q)}{1 + \frac{1}{Q}S + S^2}$$

Фильтр верхних частот:

$$W_1(S) = \frac{U_1}{U_{\text{вх}}} = \frac{(K_0/Q)}{1 + \frac{1}{QS} + \frac{1}{S^2}}$$

Заграждающий фильтр:

$$W_3(S) = \frac{U_3}{U_{\text{вх}}} = -\frac{(K_0/Q)(1 + S^2)}{1 + \frac{1}{Q}S + S^2}$$



Свойства фильтров, построенных на основе метода переменных состояния

В схемах фильтров, рассмотренных выше, используется минимальное число элементов (один операционный усилитель на два полюса передаточной функции). Эти схемы чувствительны к изменениям параметров элементов и не пригодны для построения универсальных программируемых фильтров.

В составе ИМС-фильтров используются схемы, построенные на основе *метода переменных состояния*, в которых реализуется решение дифференциальных уравнений, описывающих процессы в фильтрах.

Эти схемы широко применяются благодаря повышенной устойчивости и простоты регулировки их параметров (без взаимного влияния). В зависимости от того, к какой точке схемы подключен выход, она может служить полосовым фильтром, фильтром нижних частот, фильтром верхних частот и заграждающим фильтром.

Подобные фильтры выпускаются в виде ИМС. Они имеют перестраиваемую частоту среза до нескольких сотен кГц, порядок вплоть до восьмого и зачастую программируемый тип фильтра.

Недостатком схем является необходимость в большом количестве внешних высокоточных элементов. От этого недостатка свободны фильтры на коммутируемых конденсаторах.

Измерительные усилители на ОУ

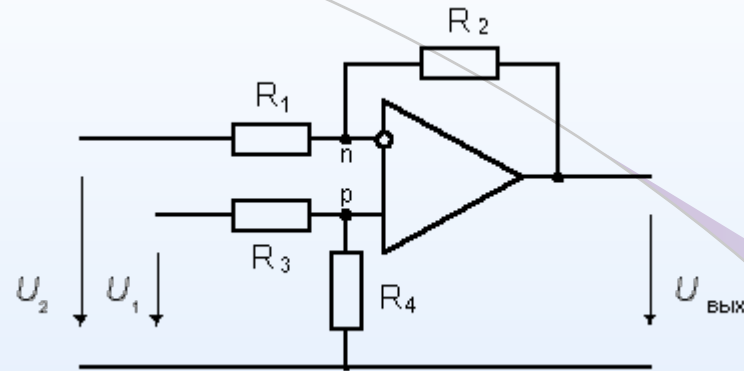


Рис. 22. Схема простейшего измерительного усилителя на одном ОУ

$$R_1/R_2 = R_3/R_4$$

$$K_{\text{СФ1}} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

$$K_{\text{ц}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1 - U_2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{K_{\text{У}}}}$$

$$K_{\text{СФ2}} = \frac{R_2}{R_1 \cdot K_{\text{ОСС}}}$$

$$K_{\text{ОСС}} = K_{\text{Д}} / (K_{\text{СФ1}} + K_{\text{СФ2}}).$$

Измерительные усилители

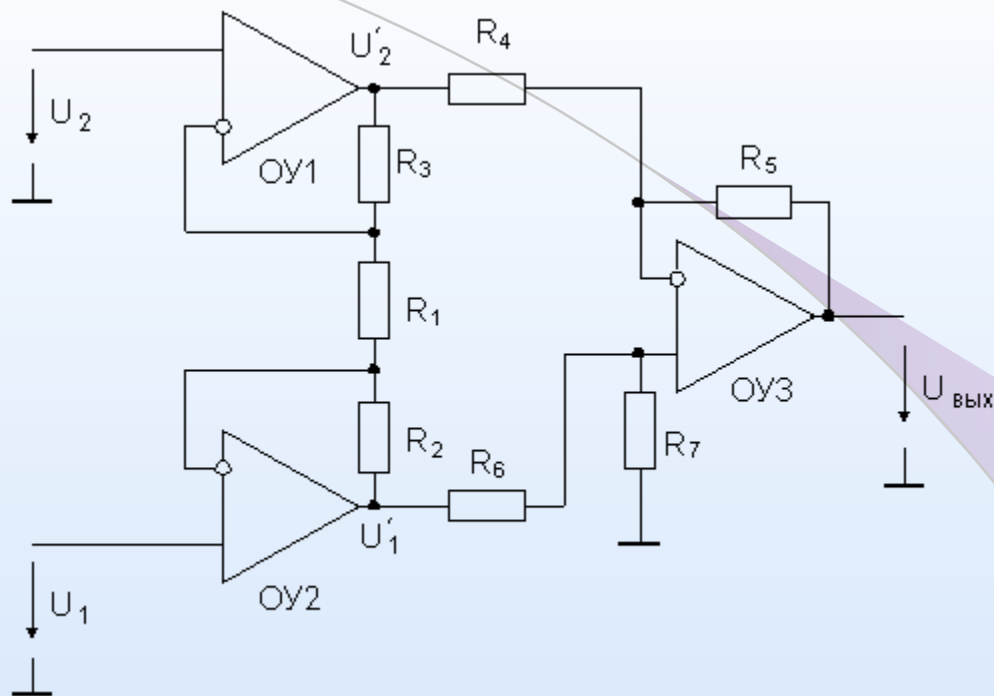


Рис. 23. Схема измерительного усилителя на трех ОУ

$$U'_1 - U'_2 = \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}\right) (U_1 - U_2)$$

$$K_{\text{сФ1}} = \frac{R_7 R_4 - R_5 R_6}{R_4 (R_6 + R_7)}$$

$$R_2 = R_3; \quad R_4 = R_5 = R_6 = R_7$$

$$K_{\text{н}} = 1 + \frac{2R_2}{R_1}$$

$$K_{\text{сФ2}} = 1 / \text{КОСС}_{\text{ОУ3}}$$

Схемы нелинейного преобразования сигналов на ОУ

Часто возникает необходимость сформировать такое напряжение U_2 , которое было бы нелинейной функцией напряжения U_1 , например, $U_2 = U_a \log(U_1/U_b)$ или $U_2 = |U_1|$. Для реализации таких зависимостей существует *три* возможных способа: можно применять либо *физические эффекты*, которые позволяют реализовать заданные зависимости, либо аппроксимировать их *полиномиальными* или *степенными* рядами.

Логарифмирующие преобразователи

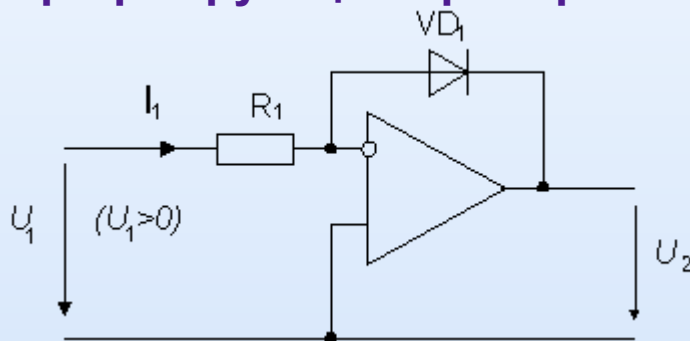


Рис. 24. Основная схема логарифмирующего преобразователя

Недостатки схемы — большие отклонения от логарифмической зависимости и дрейф выходного напряжения при изменениях температуры.

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right); \quad I_1 = \frac{U_1}{R_1} = -I_0 \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right) \quad U_2 = -\frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{U_1}{R_1 I_0} - 1 \right) \quad U_2 \approx -\frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{U_1}{R_1 I_0} \right)$$

Логарифмирующие преобразователи

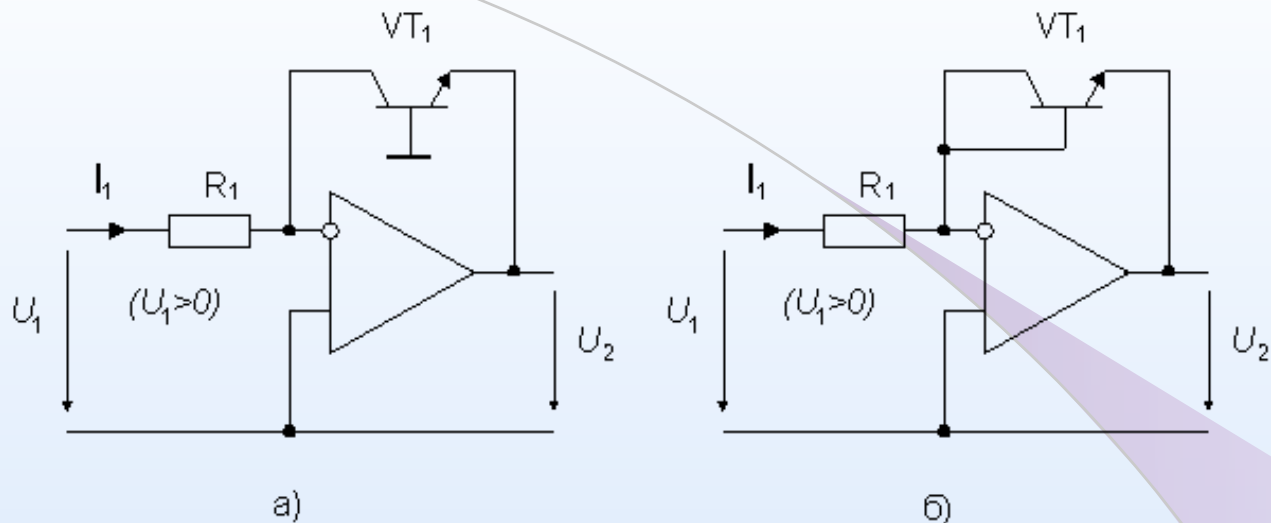


Рис. 25. Схемы логарифмирования с транзистором

Лучшие характеристики имеют логарифмирующие преобразователи на биполярных транзисторах. При этом возможно два вида включения транзистора – с заземленной базой (рис. 25а) и диодное (рис. 25б).

$$I_{\kappa} = I_{\kappa 0} \left(e^{\frac{qU_{БЭ}}{kT}} - 1 \right) \quad U_2 = -\frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{U_1}{R_1 I_{\kappa 0}} - 1 \right) \approx -\frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{U_1}{R_1 I_{\kappa 0}} \right)$$

Поскольку $I_{\kappa 0}$ транзистора существенно меньше, чем I_0 диода, динамический диапазон схемы на рис. 25а достигает 7 декад. Схема на рис. 25б менее точна (динамический диапазон до 4 декад), т. к. здесь ток коллектора отличается от входного тока схемы на величину тока базы. Но эта схема менее склонна к самовозбуждению и имеет более высокое быстродействие.

Логарифмирующие преобразователи

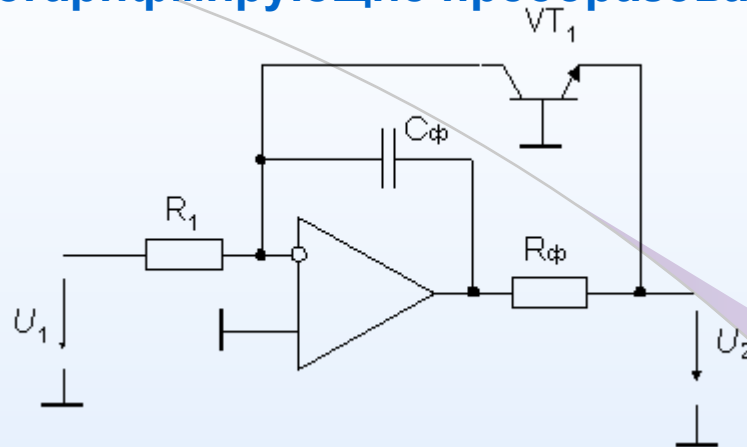


Рис. 26. Схема скорректированного логарифмирующего преобразователя

Экспоненциальные преобразователи

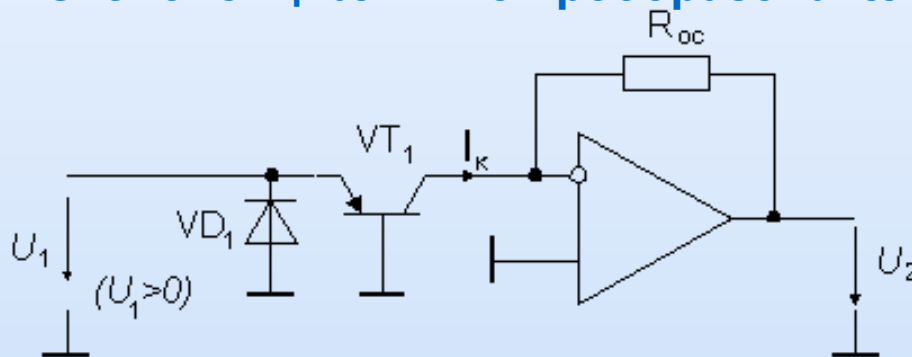


Рис. 27. Схема экспоненциального преобразователя

$$U_2 = -I_{K0} R_{ос} e^{\frac{q}{kT} U_1} \quad \text{при} \quad e^{\frac{q}{kT} U_1} \gg 1$$

Прецизионные выпрямители на ОУ

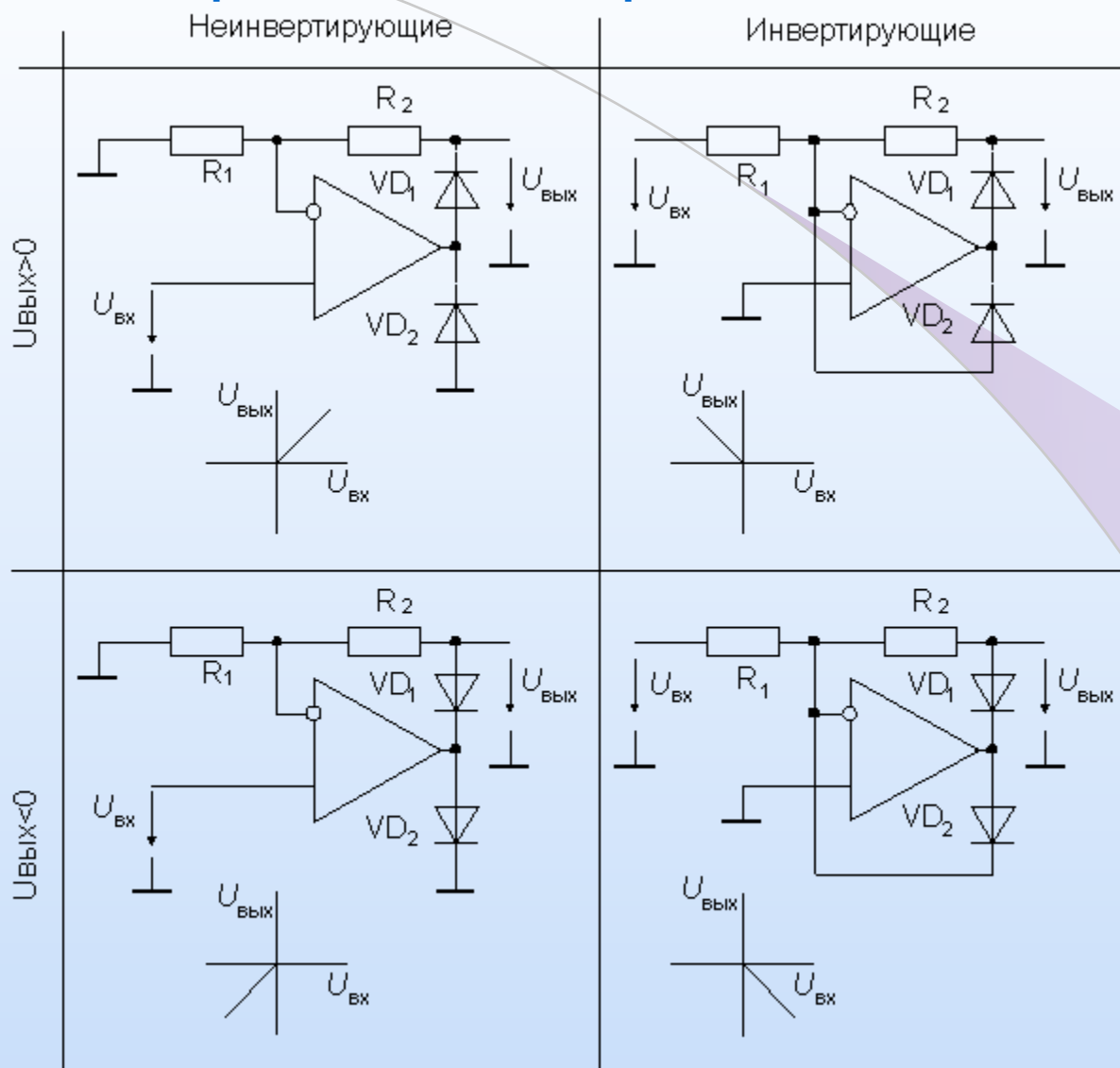


Рис. 28. Схемы однополупериодных выпрямителей

Прецизионные выпрямители на ОУ

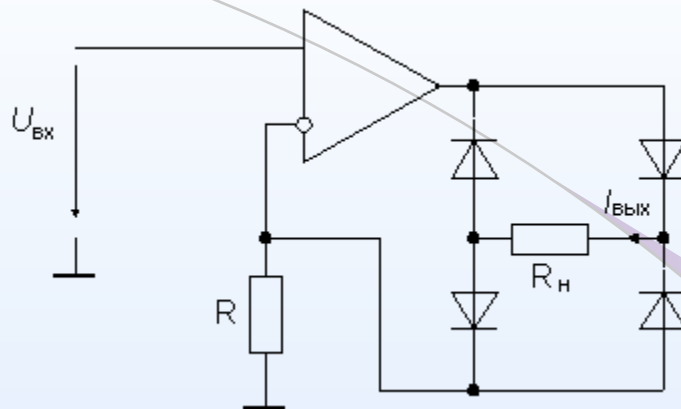


Рис. 29. Двухполупериодный выпрямитель с незаземленной нагрузкой

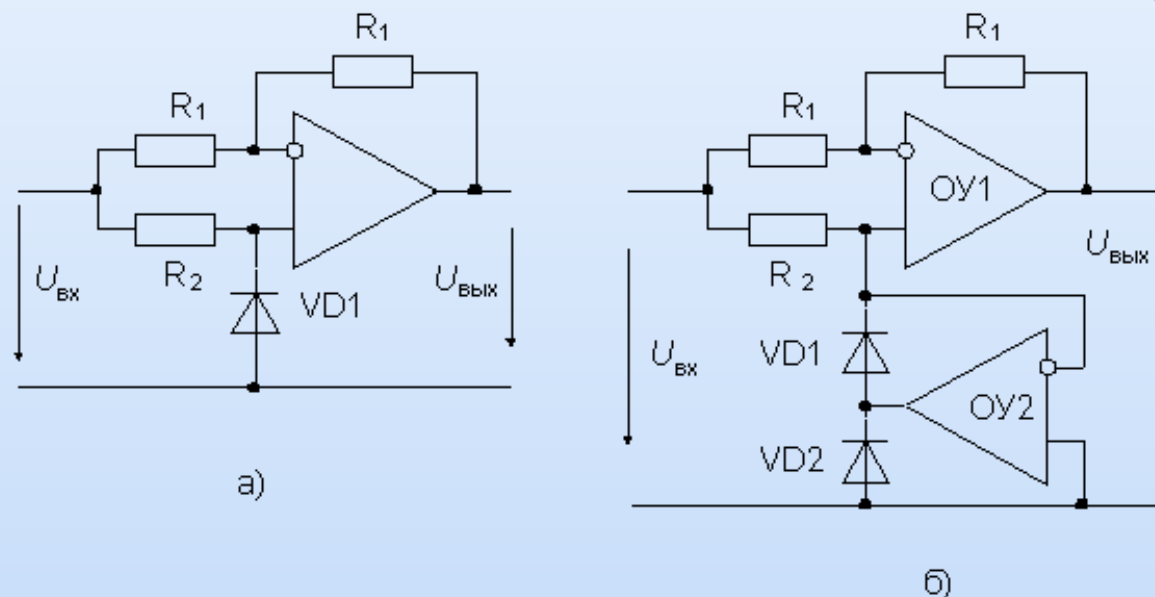


Рис. 30. Двухполупериодный выпрямитель с заземленным диодом

Прецизионные выпрямители на ОУ

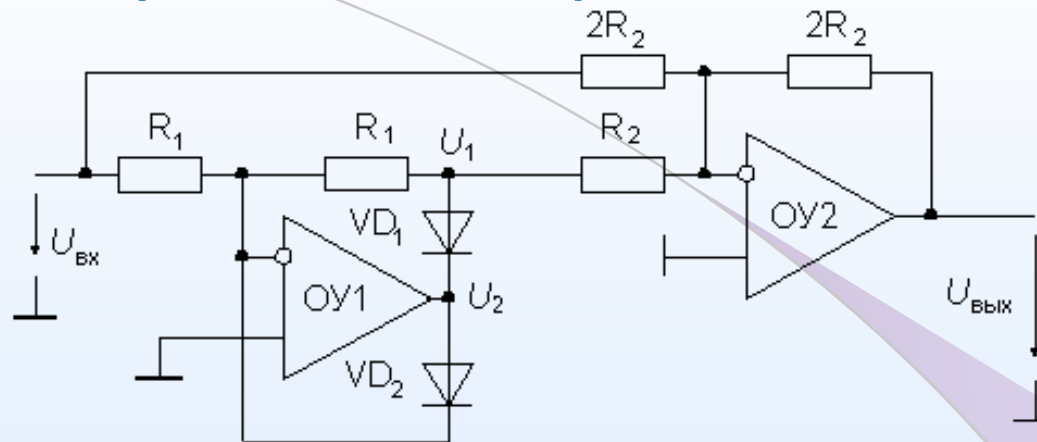


Рис. 31. Схема двухполупериодного выпрямителя с работой ОУ в линейном режиме

$$U_1 = \begin{cases} -U_{вх} & \text{при } U_{вх} \geq 0, \\ 0 & \text{при } U_{вх} \leq 0. \end{cases} \quad U_{ввых} = -(U_{вх} + 2U_1); \quad U_{ввых} = \begin{cases} U_{вх} & \text{при } U_{вх} \geq 0, \\ -U_{вх} & \text{при } U_{вх} \leq 0. \end{cases}$$

Достоинства схемы: равное входное сопротивление для разных полярностей входного сигнала; отсутствие синфазного напряжения на входах усилителей.

Недостаток – необходимость согласования большего количества резисторов.

Генераторы сигналов на ОУ

Релаксационные генераторы

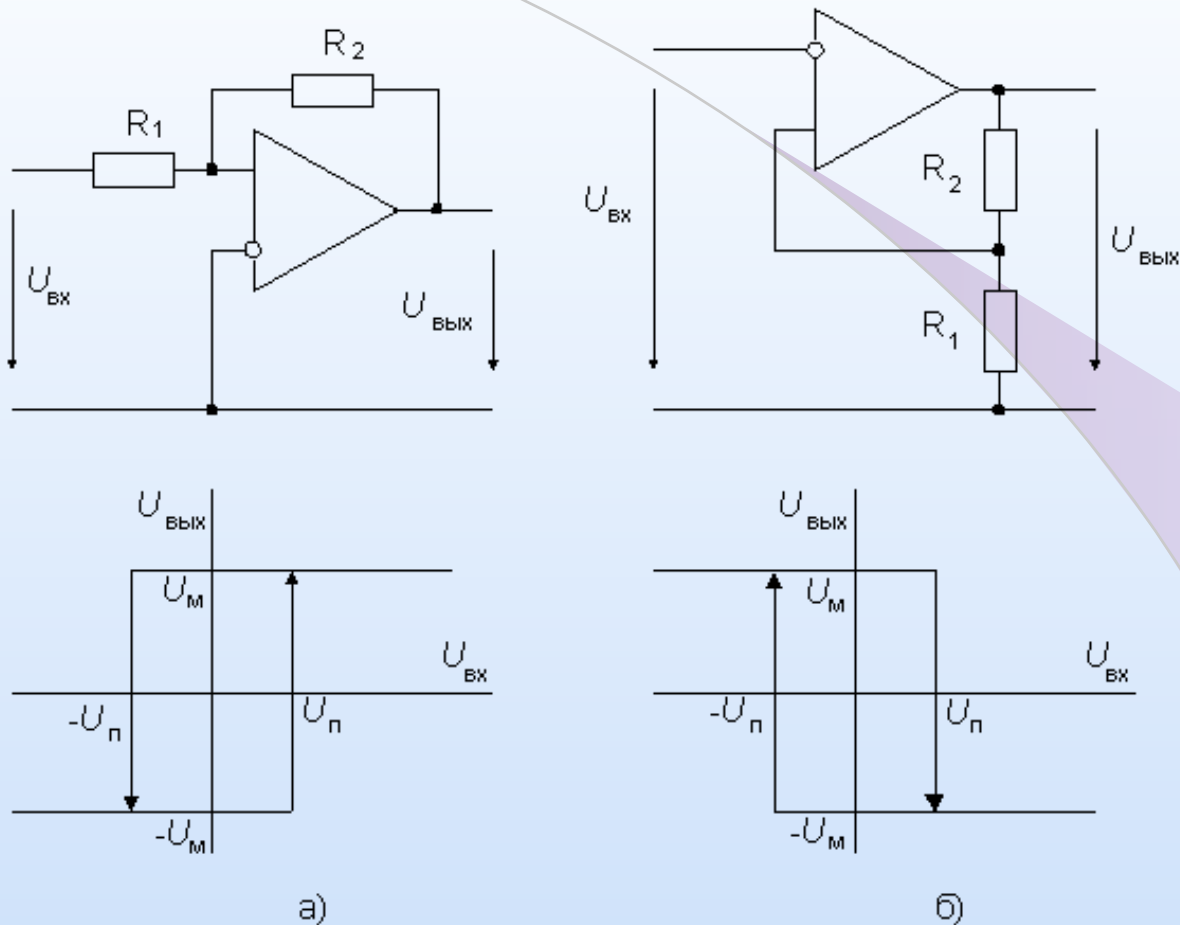


Рис. 32. Триггер Шмитта неинвертирующий (а) и инвертирующий (б)

$$U_{\pi} = U_M \frac{R_1}{R_2}$$

$$U_{\pi} = U_M \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Генераторы сигналов на ОУ

Автоколебательный мультивибратор

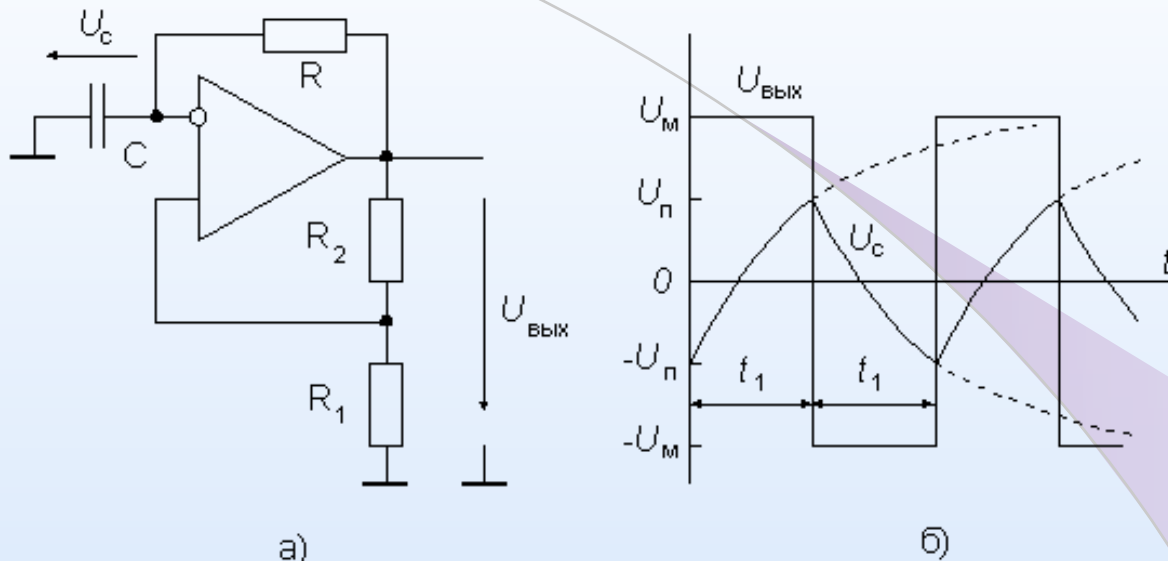


Рис. 33. Схема мультивибратора (а) и временная диаграмма его работы (б)

$$\frac{du_c}{dt} = \pm \frac{U_M - u_c}{RC} \quad u_c(t) = U_M - (U_M + U_{\pi})e^{-t/RC}$$

$$t_1 = RC \ln(1 + 2R_1/R_2);$$

$$T = 2t_1 = 2RC \ln(1 + 2R_1/R_2).$$

Генераторы сигналов на ОУ

Ждущий мультивибратор (одновибратор)

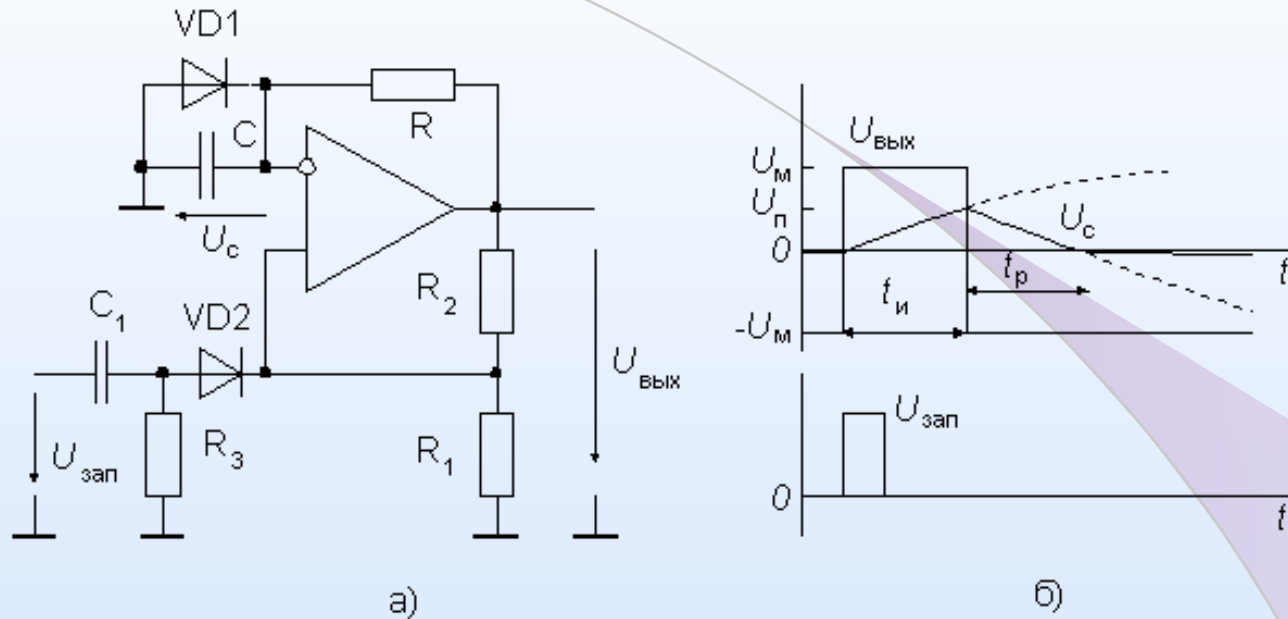


Рис. 34. Схема одновибратора (а) и временная диаграмма его работы (б)

$$u_p = -U_M \frac{R_1 \parallel R_3}{R_1 \parallel R_3 + R_2} < u_c$$

$$U_c(t) = U_M - (U_M + U_D)e^{-t/RC}, \quad t_1 = RC \ln[(1 + R_1/R_2)(1 + U_D/U_M)].$$

Генераторы сигналов на ОУ

Генератор прямоугольного и треугольного напряжений

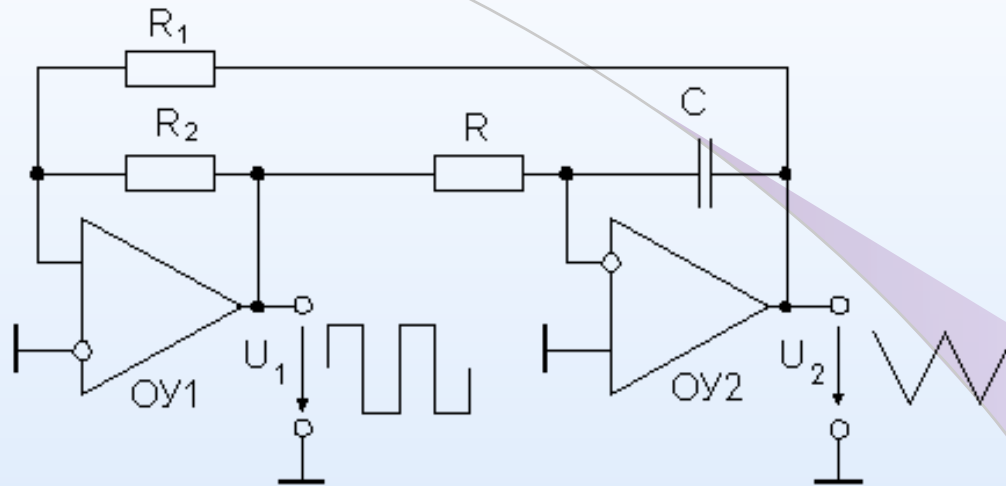


Рис. 35. Схема генератора прямоугольных и треугольных колебаний

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2}$$

Генераторы синусоидальных колебаний

Условия возбуждения

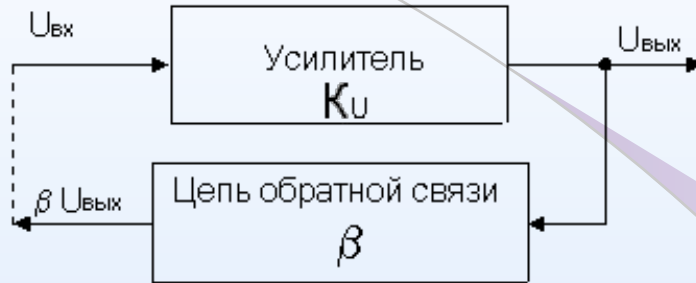


Рис. 36. Блок-схема электронного генератора

Условием генерации стационарных колебаний замкнутой схемой является равенство выходного напряжения схемы обратной связи и входного напряжения усилителя:

$$\underline{\beta U_{\text{вых}}} = \underline{U_{\text{вх}}} = \frac{\underline{U_{\text{вых}}}}{\underline{K_U}}$$

Коэффициент петлевого усиления должен, таким образом, равняться

$$\underline{\beta K_U} = 1.$$

Из последнего комплексного соотношения вытекают два вещественных – условие *баланса амплитуд* и условие *баланса фаз* :

$$|\beta| |K_U| = 1; \quad \varphi + \psi = 0, 2*\pi, \dots$$

Генераторы синусоидальных колебаний

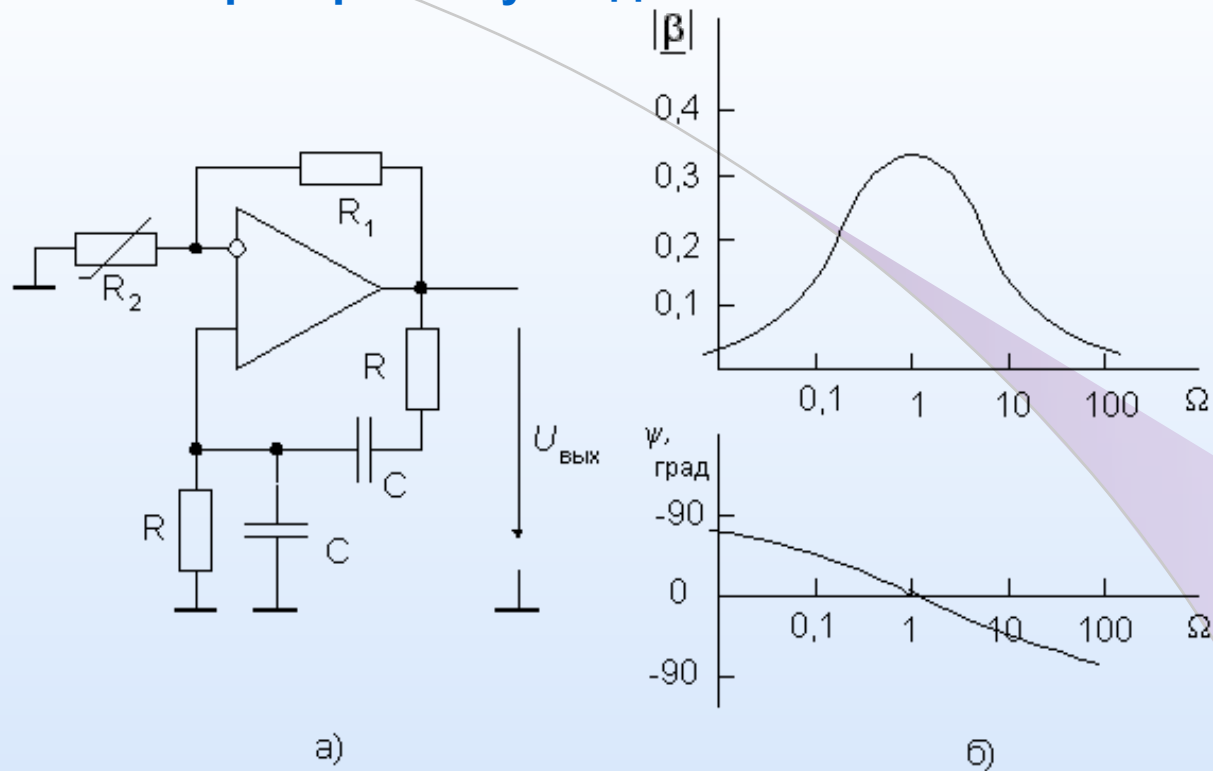


Рис. 37. RC-генератор синусоидальных колебаний

В качестве звена ОС использован полосовой RC -фильтр, частотные характеристики которого приведены на рис. 37б. Фазовый сдвиг на средней частоте $\psi(1)=0$. Коэффициент усиления полосового фильтра на средней частоте $|\beta(1)|=1/3$. Для выполнения условия баланса амплитуд ОУ по неинвертирующему входу должен иметь коэффициент усиления $K=3$. Поэтому $R_1=2R_2$. Цепь, подключенная к ОУ (полосовой фильтр и делитель R_1R_2), называется мостом *Вина-Робинсона*. Частота незатухающих колебаний в схеме $f = 1/2\pi RC$.

Функциональные генераторы на ОУ

Сложность обеспечения высокой стабильности амплитуды колебаний при минимальных искажениях синусоиды усложняет построение генераторов и управление ими. Лучшие результаты, особенно на низких и инфранизких частотах, дает применение так называемых *функциональных генераторов*.

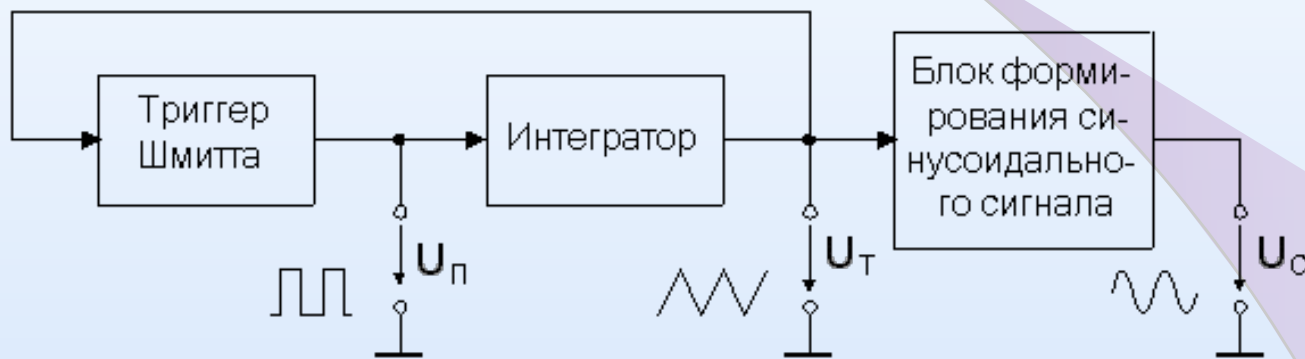


Рис 38. Блок-схема функционального генератора

Блок формирования синусоидального сигнала представляет собой нелинейный функциональный преобразователь, например, на основе аналогового перемножителя. Если частота генератора постоянна, в качестве блока формирования синусоидального сигнала можно использовать фильтр нижних частот высокого порядка с полосой пропускания несколько выше частоты требуемого синусоидального сигнала.