

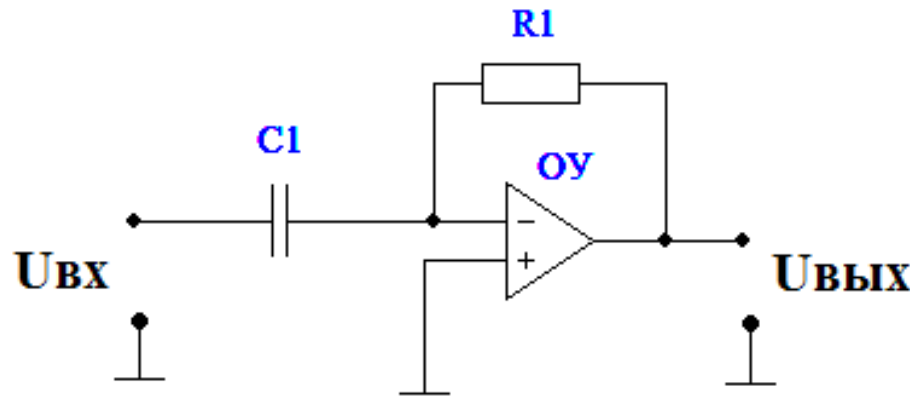
СХЕМОТЕХНИКА

СХЕМЫ НА ОУ.
ГЕНЕРАТОРЫ

ДИФФЕРЕНЦИАТОР

Дифференциатор используется тогда, когда надо получить выходной сигнал, пропорциональный скорости изменения входного.

Поменяв местами сопротивление и конденсатор в интеграторе, получим дифференциатор.



При дифференцировании усилитель должен пропускать только переменную составляющую входного напряжения и коэффициент усиления дифференцирующей схемы должен возрасти при увеличении скорости изменения входного сигнала.

Входное напряжение равно напряжению на конденсаторе. Предполагая, что $ОУ$ идеальный, получим ток через сопротивление $ОС$: $I_{R1} = I_{C1}$. Выходное напряжение определяется как $U_{вых} = R1 \cdot I_{R1} = -R \cdot I_{C1}$, поэтому на выходе будет создаваться напряжение, пропорциональное скорости изменения входного:

$$U_{вых} = -RC \cdot (dU_{вх}/dt).$$

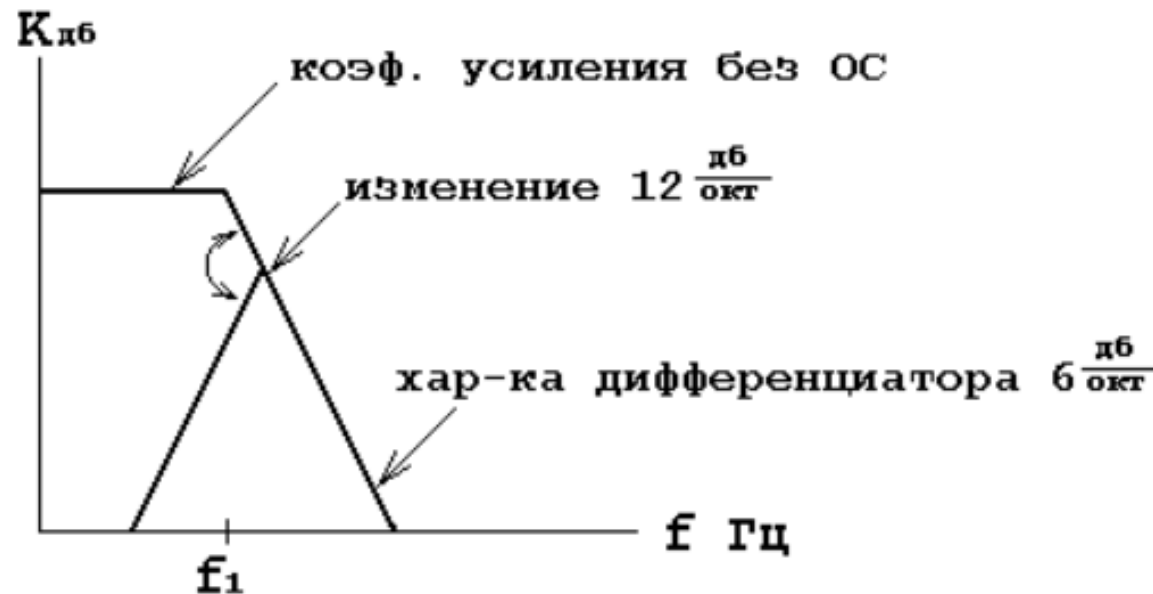
АЧХ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА

АЧХ дифференциатора представляет собой прямую с наклоном +6дБ/окт.

Схема имеет тенденции к потере устойчивости в той области частот, где частотная характеристика дифференциатора пересекается с имеющей спад 6 дБ/окт характеристикой скорректированного усилителя.

Частотная характеристика разомкнутого контура ОС имеет в некоторой части своего частотного диапазона спад 12 дБ/окт, при этих условиях возможно самовозбуждение.

Коэффициент усиления: $K_{OC} = U_{вых} / U_{вх} = -R/Z_C = -j\omega RC$.

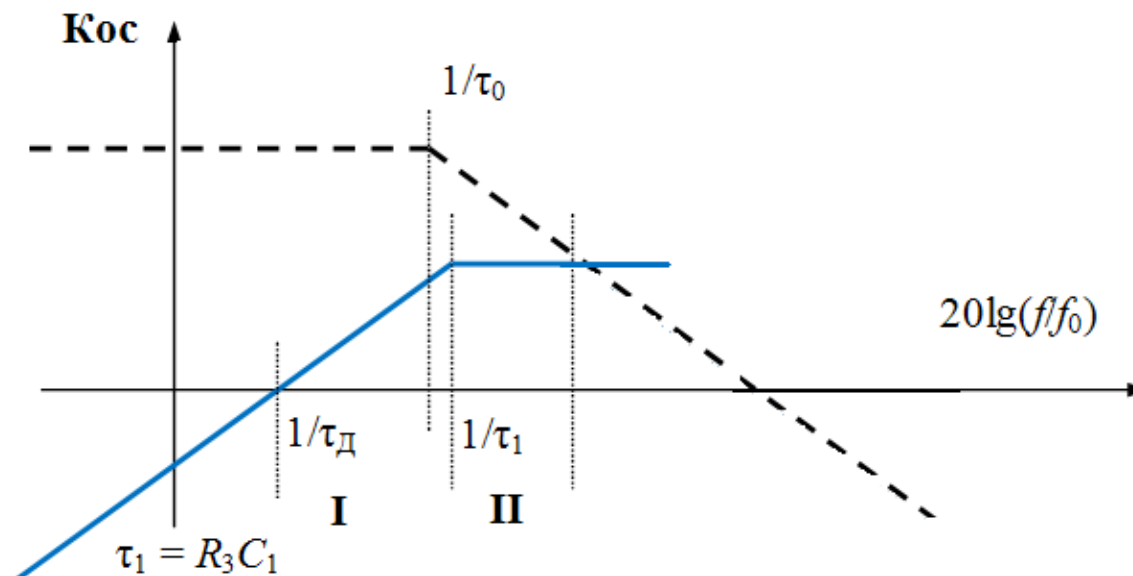
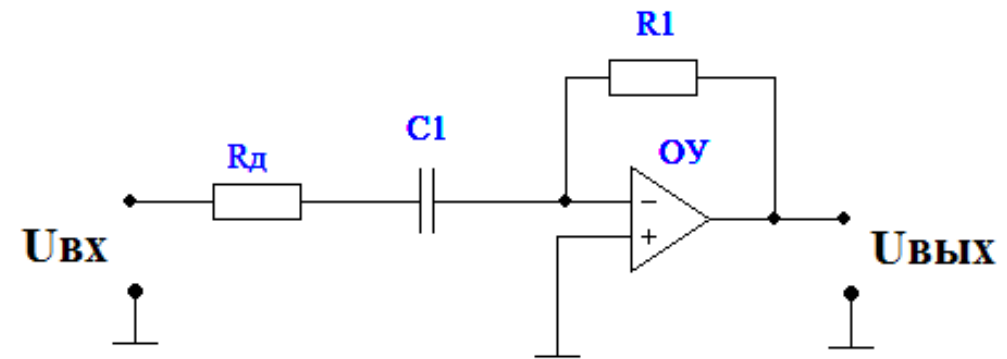


Для исключения возбуждения необходимо исключить встречу асимптот с суммарным взаимным наклоном $40\text{дБ/дек} = 12\text{дБ/окт}$.

Для стабилизации работы схемы дифференциатора необходимо ввести в АЧХ промежуточный участок с нулевым наклоном— с помощью дополнительного резистора R_d , включенного последовательно с конденсатором.

Введение такой коррекции практически не влияет на диапазон рабочих частот дифференциатора, так как на ВЧ из-за снижения усиления в цепи ООС она всё равно работает неудовлетворительно.

Величина $R_d C_1$ выбирается такой, что на граничной частоте $(1/\tau_0)$ $K_{OC} = 1$.



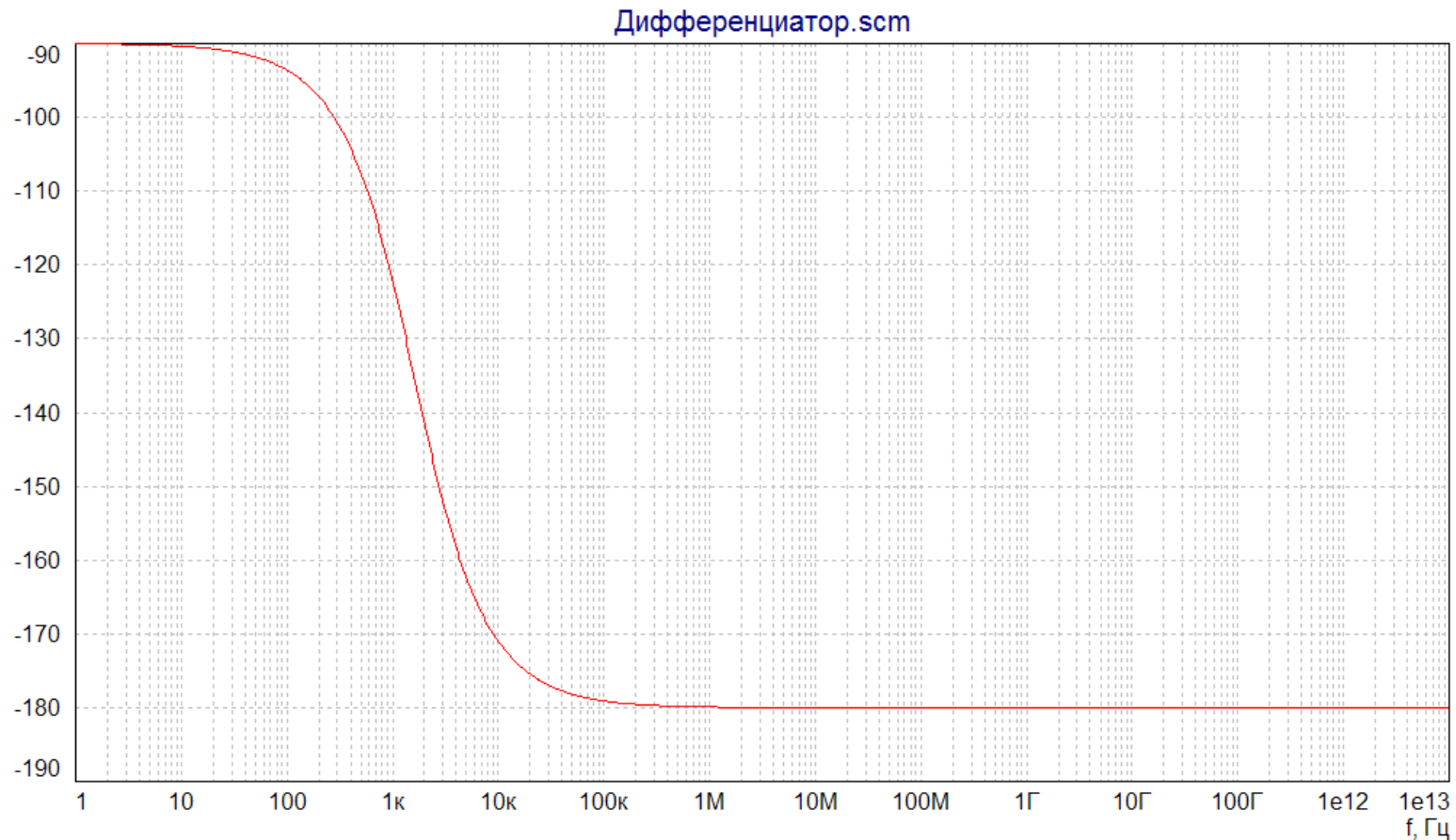
АЧХ дифференциатора:

Участок I –
участок дифференцирования

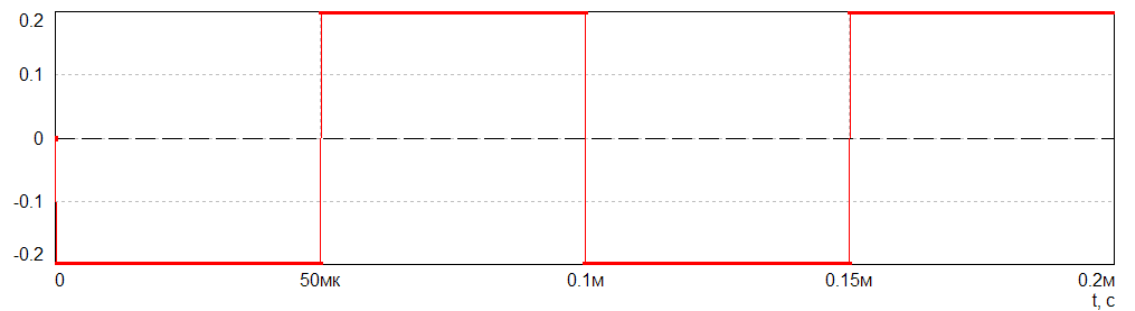
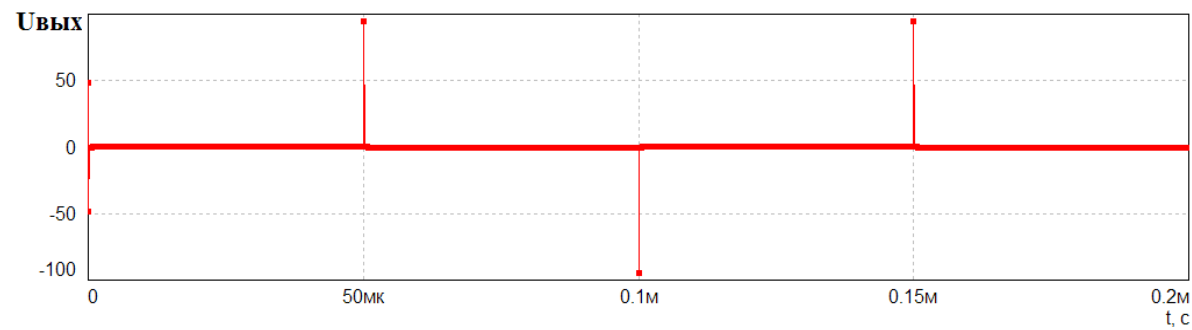
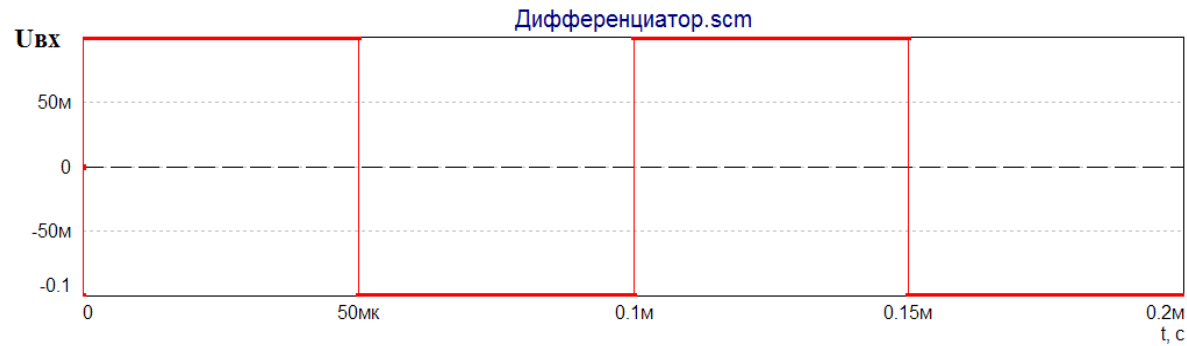
Участок II –
участок пропускания $R_d C_1$ -фильтра

ФЧХ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА

ООС при больших частотах входного сигнала вызывает фазовое опережение, составляющее около 90° . Оно суммируется с фазовым опережением ОУ, которое может составлять 90° . Переворот фазы наблюдается в районе встреч асимптот АЧХ с корректирующей, что свидетельствует о самовозбуждении схемы.



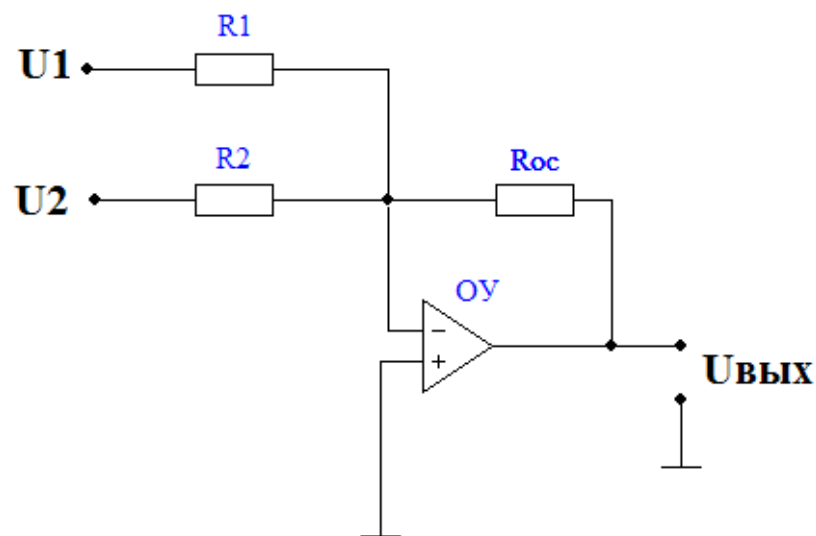
ПХ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА



ИНВЕРТИРУЮЩИЙ СУММАТОР

Инвертирующий сумматор формирует алгебраическую сумму двух напряжений и меняет знак на обратный.

Схема алгебраического сумматора на два входа



Входные сигналы полностью развязаны, т.е. их взаимное влияние отсутствует вследствие виртуального нулевого потенциала на инвертирующем входе ОУ. Они могут быть как положительными, так и отрицательными.

Если $R_{\text{вх}}$ ОУ достаточно велико и ток смещения пренебрежительно мал по сравнению с током обратной связи (ОС), то по закону Кирхгофа:

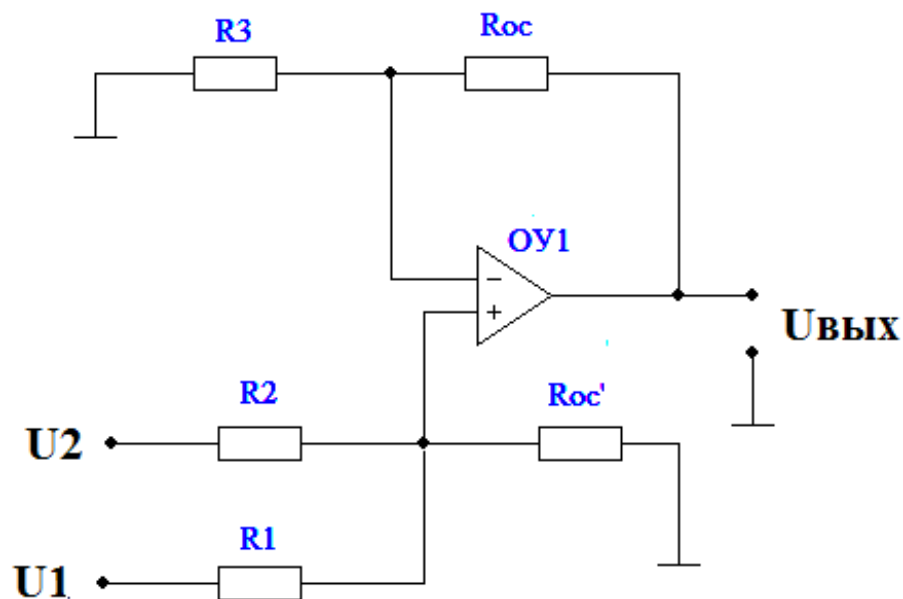
$$I_1 + I_2 = I_{oc}.$$

Если коэффициент усиления без ОС достаточно велик $\mu \rightarrow \infty$, так что $U_D = 0$, то $I_1 = U_1/R_1$, $I_2 = U_2/R_2$, $I_{oc} = U_{\text{вых}}/R_{oc}$.

Значит, выходное напряжение $U_{\text{вых}} = - (U_1 \cdot R_{oc}/R_1 + U_2 \cdot R_{oc}/R_2)$.

НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ СУММАТОР

Существенный недостаток схемы – отсутствие точки виртуального нуля на неинвертирующем входе. Вследствие этого изменение коэффициента передачи любой входной ветви влечет за собой изменение коэффициентов передачи остальных входных ветвей.



Выходное напряжение: $U_{\text{ВЫХ}} = U_1 + U_2$.

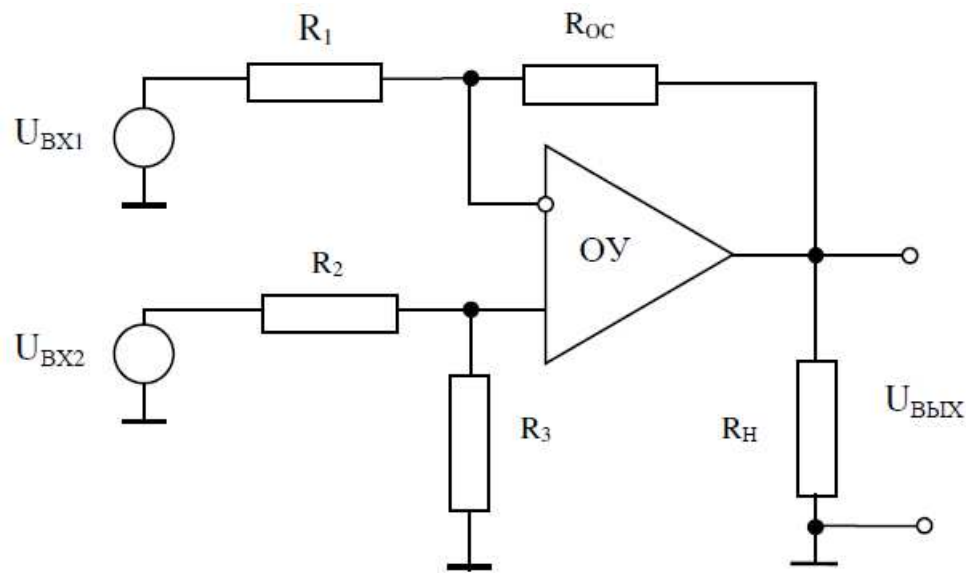
Если $R = R_1 = R_2$, тогда получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left(1 + \frac{R_{\text{OC}}}{R_3}\right) \cdot \left(\frac{U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}}{n}\right)$$

Неинвертирующий сумматор - это вариант схемы сложения-вычитания, в котором использованы только неинвертирующие входы.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ (ВЫЧИТАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО)

Предназначен для усиления разности входных напряжений.



Выходное напряжение:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ2}} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right) - U_{\text{ВХ1}} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1}$$

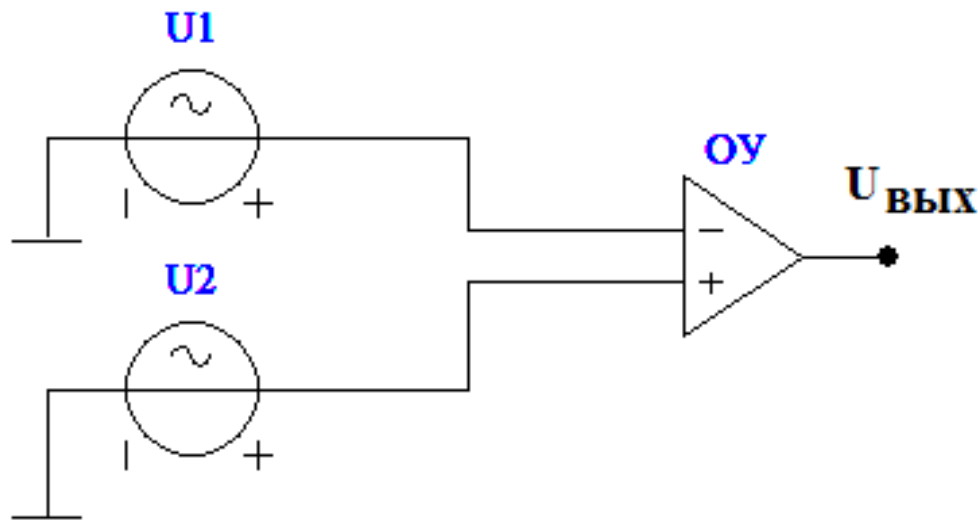
$\frac{R_2}{R_3} = \frac{R_1}{R_{OC}}$, то выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ2}} \cdot \left[\frac{(R_1 + R_{OC}) \cdot R_{OC}}{R_1 \cdot (R_1 + R_{OC})} \right] - U_{\text{ВХ1}} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1} = (U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}) \cdot \frac{R_{OC}}{R_1}$$

КОМПАРАТОР

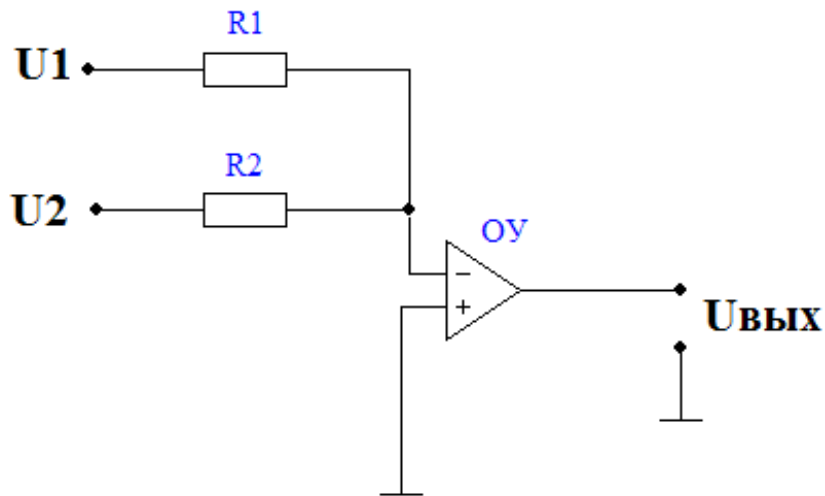
Устройство, позволяющее осуществить сравнение измеряемого входного напряжения U_{ex} (например, на инвертирующий вход) с опорным напряжением U_{on} (например, неинвертирующий вход).

В стандартных компараторах сигнал на выходе может принимать два значения, соответствующих логическому нулю или логической единице в выбранном элементном базисе (ЭСЛ, ТТЛ, КМОП). В ряде применений в качестве компаратора возможно и целесообразно применять ОУ.



При сравнении напряжений одного знака одно из них подается на инвертирующий вход ОУ, а другое на неинвертирующий.

Если нужно сравнить два напряжения противоположных знаков, то их подают через резисторы на один из входов при подключения другого к общей точке схемы.



Сигналы на входах должны быть разнополярными, чтобы токи вычитались. Поскольку неинвертирующий вход подсоединен к земле, синфазная составляющая отсутствует.

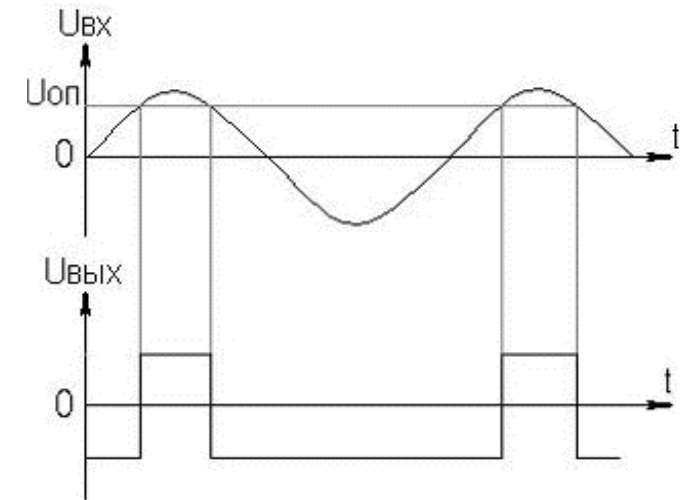
Входное сопротивление

по входу 1 – R_1 , по входу 2 – R_2 .

Алгоритм работы компаратора описывается выражениями:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{выхmax}+} = U^1, \text{ если } U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}},$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{выхmax}-} = U^0 \text{ если } U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}.$$



Погрешность сравнения напряжений (зона неопределенности):

$$\Delta U_{\text{вх}} = (U^1 - U^0) / K_{U0}.$$

Недостатки схем: низкая помехоустойчивость, широкая зона неопределенности, «дребезг».

ГИСТЕРЕЗИС С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

(триггер Шмитта)

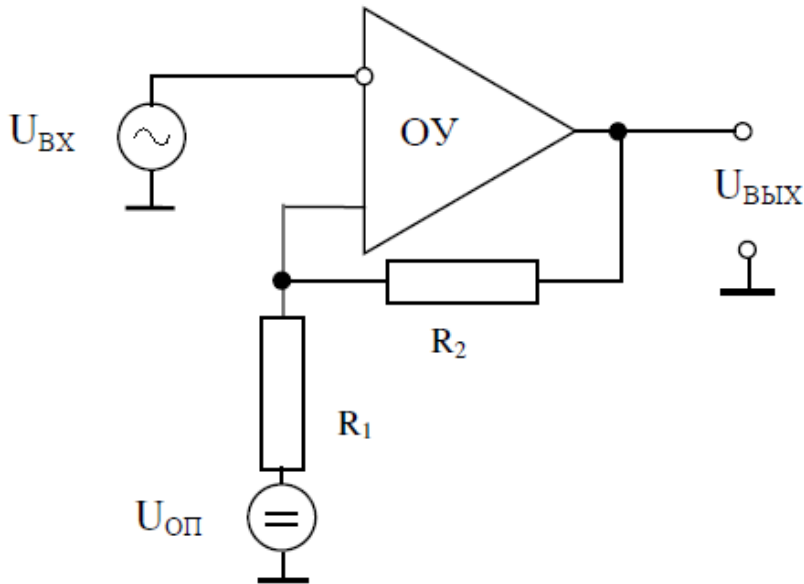
Ширина петли гистерезиса

(зоны неопределенности):

$$\Delta U_{ВХ} = 2 \cdot U_{ВЫХ \max} \cdot \frac{R1}{R1 + R2}.$$

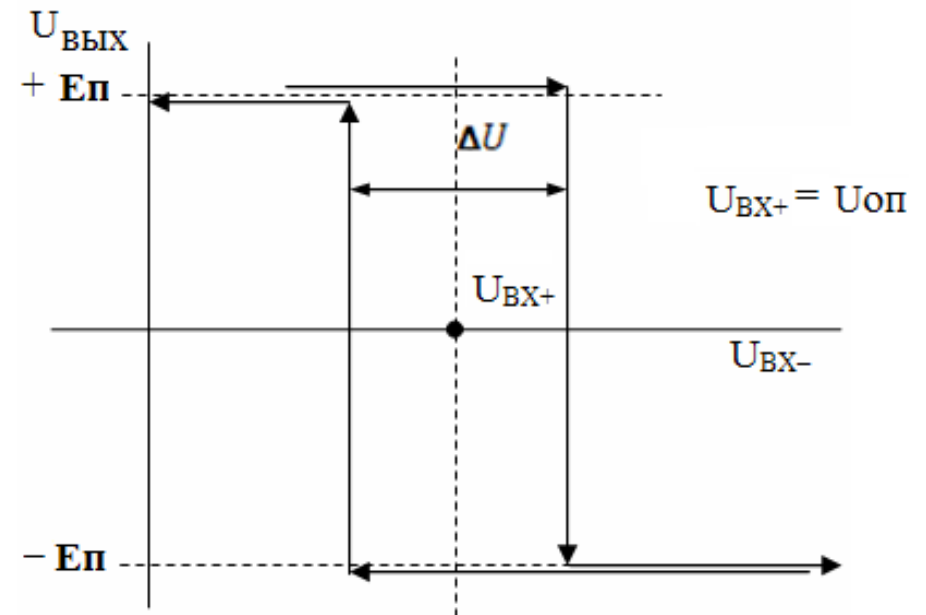
При малом входном сигнале напряжение на неинвертирующем входе равно:

$$U_{ВХНИ}^+ = U_{ОП} + \frac{U_{ВЫХ}^+ - U_{ОП}}{R1 + R2} \cdot R1.$$



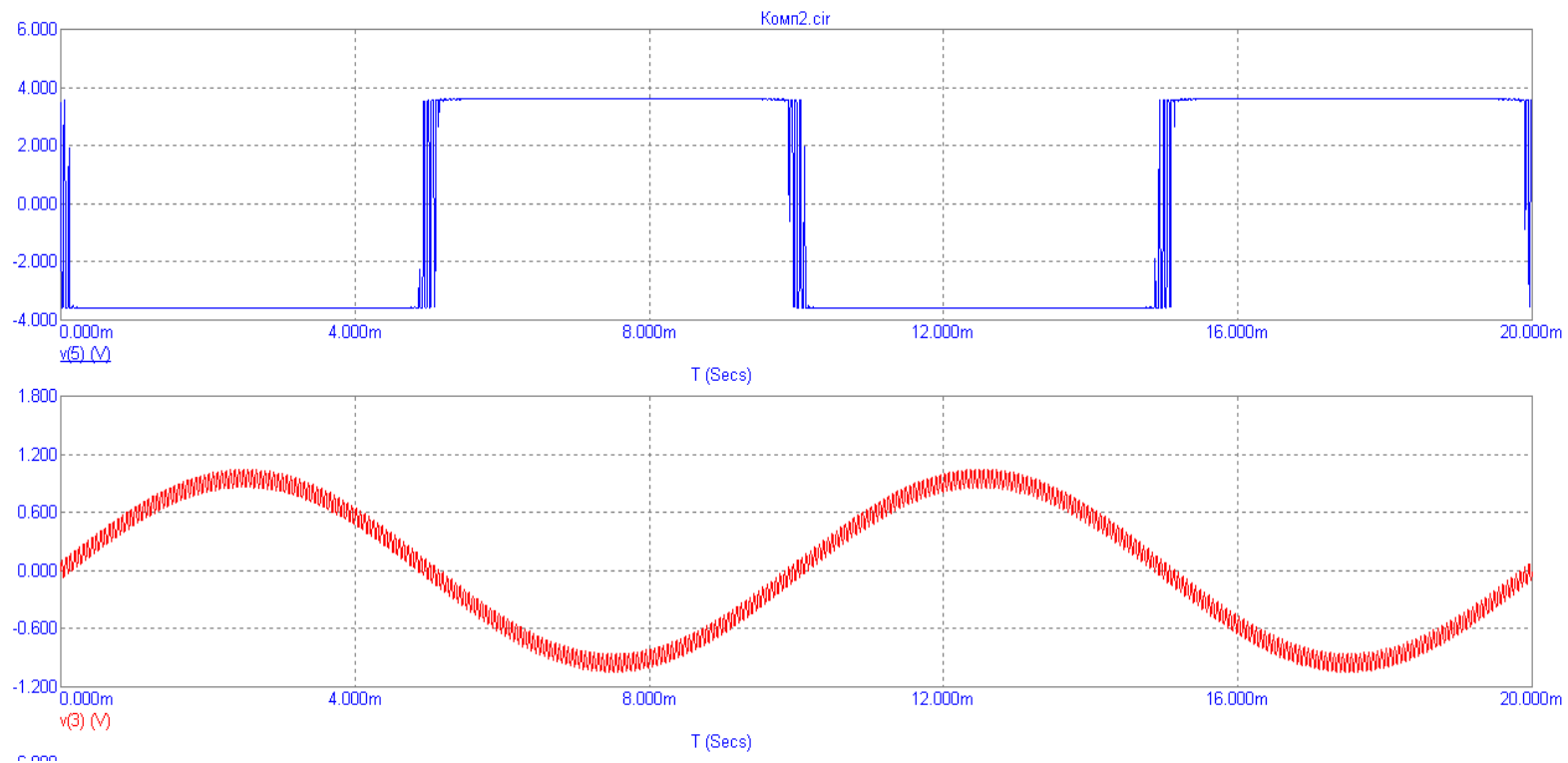
Когда эта величина будет превышена, то на выходе изменится полярность напряжения, а напряжение на НИ входе становится равным:

$$U_{ВХНИ}^- = U_{ОП} + \frac{U_{ВЫХ}^- - U_{ОП}}{R1 + R2} \cdot R1.$$

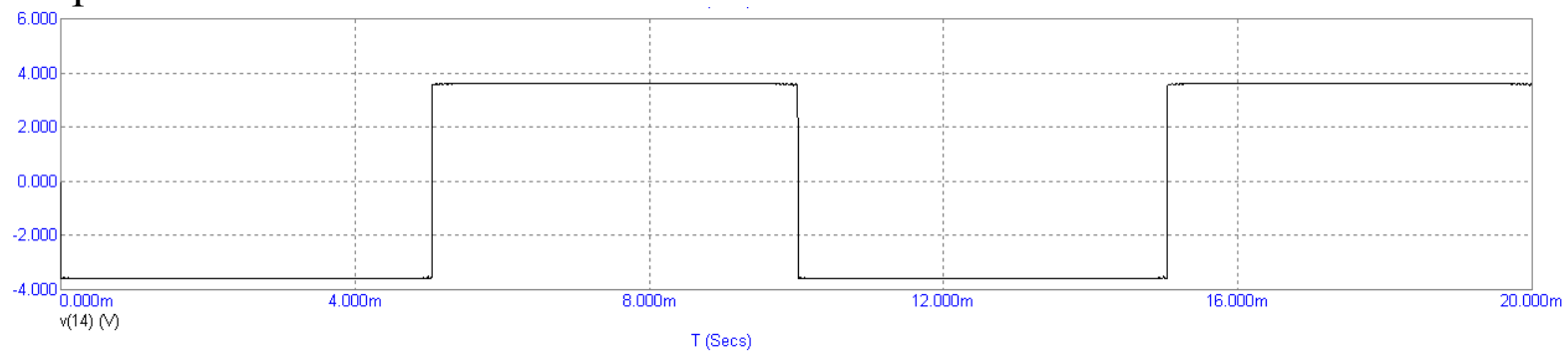


СОПОСТАВЛЕНИЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ КОМПАРАТОРОВ

А) Простая схема

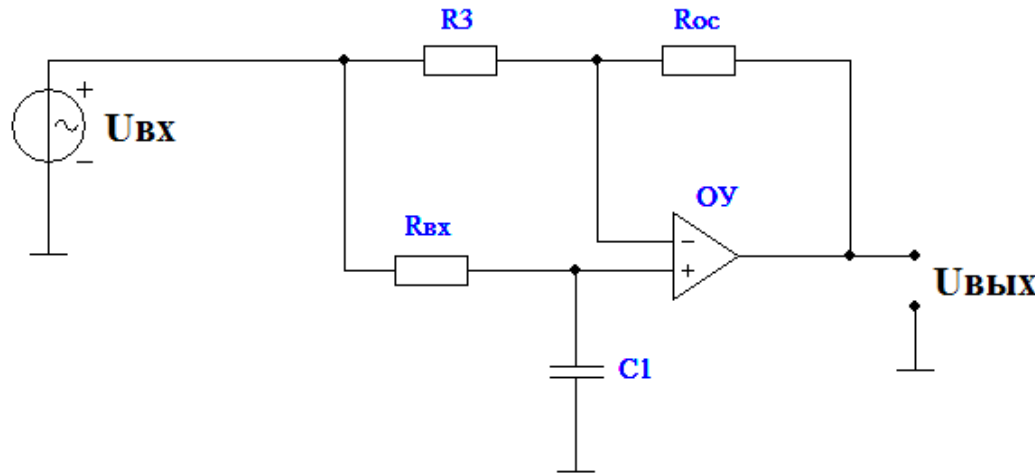


Б) С гистерезисом



ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ НА ОУ

Схема, обеспечивающая идеальный фазовый сдвиг, должна передавать сигнал, не изменяя его амплитуду, при этом сдвигая его фазу на определенный заданный угол.



Выходное напряжение схемы:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot \exp(j\theta),$$

где θ – фазовый угол.

В фазовращателе резисторы $R_1 = R_2 = R$.

Фазовый угол θ зависит только от $R_{\text{ВХ}}$ и $C1$, от частоты f входного сигнала $U_{\text{ВХ}}$.

Они связаны соотношением: $\theta = -2 \cdot \arctg(2\pi \cdot f \cdot R_{\text{ВХ}} \cdot C1)$.

Отсюда следует, что фазовый угол $\theta = 90^\circ$, если $R_{\text{ВХ}} = Z_{C1} = (2\pi \cdot f \cdot C1)^{-1}$.

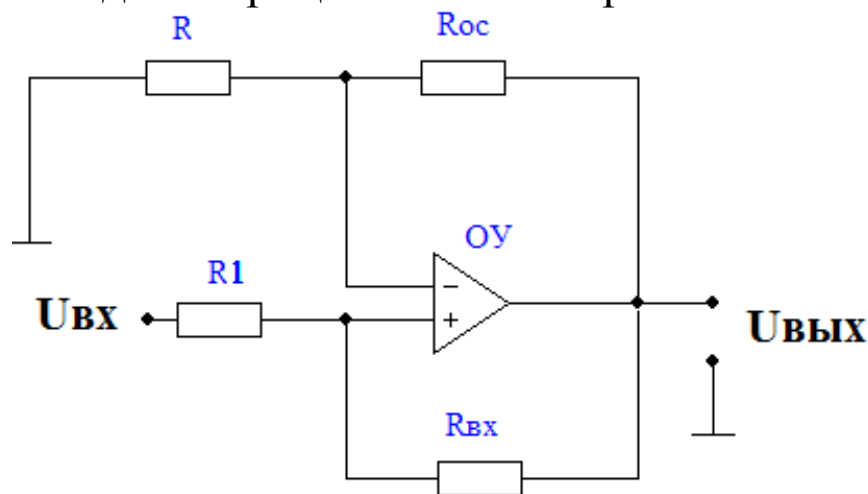
При изменении $R_{\text{ВХ}}$ от 1 до 100 кОм фазовый угол θ изменяется в диапазоне от -12° до -168° . Таким образом, фазовращатель может сдвигать угол в диапазоне до 180° .

Если $R_{\text{ВХ}}$ и $C1$ в схеме поменять местами, то фазовый угол будет положительный.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ОТРИЦАТЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Иногда возникает необходимость использования отрицательного сопротивления или источника напряжения с отрицательным сопротивлением. По определению сопротивление $R = +U/I$, где направление тока и напряжения совпадают.

Если же в двухполюснике направления протекающего тока и приложенного напряжения не совпадают, отношение U/I будет отрицательным. Говорят, что такой двухполюсник обладает отрицательным сопротивлением.



Входной ток усилителя равен:

$$I_{ВХ} = (U_{ВЫХ} - U_R)/R = -I_R.$$

Выходное напряжение определяется как:

$$U_{ВЫХ} = U_R + I_R \cdot R.$$

В схеме конвертора ОУ охвачен одновременно положительной и отрицательной обратными связями.

Напряжение ООС: $U_{инв} = U_{ВЫХ} \cdot R / (R + R_{oc})$.

Напряжение ПОС: $U_{ни} = U_{ВЫХ} \cdot R1 / (R1 + R_{вх})$.

Чтобы схема была устойчива, глубина ПОС должна быть меньше, чем ООС, то есть $R1 < R$.

УСИЛИТЕЛИ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ОС

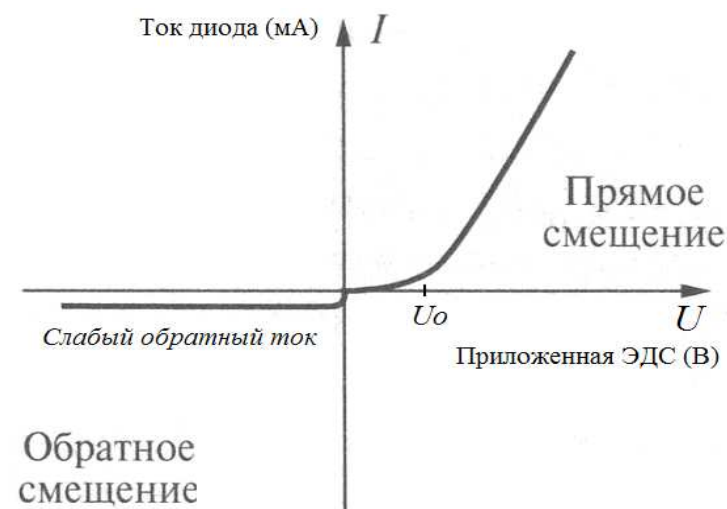
Для получения логарифмической характеристики усилителя необходимо устройство с логарифмической характеристикой включить в цепь обратной связи. Устройством, обладающим такой характеристикой, является полупроводниковый $p-n$ -переход. Известно, что ток через полупроводниковый диод равен:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{qU_D}{kT}} - 1 \right)$$

Аналогично можно записать выражение для коллекторного тока транзистора с общей базой:

$$I_K \approx I_{ЭО} e^{\frac{qU_{БЭ}}{kT}}$$

Как диод, так и транзистор можно использовать для получения логарифмической зависимости.



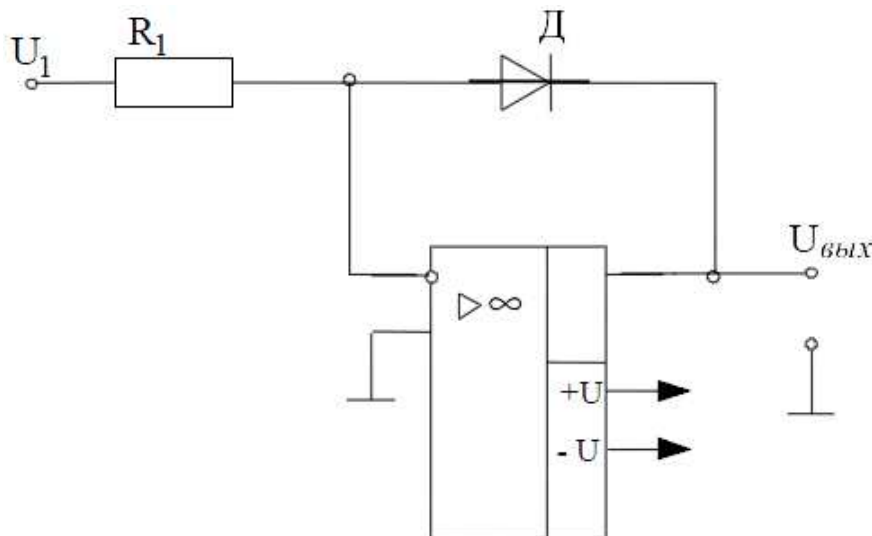
Чтобы показать, каким образом диод в цепи обратной связи формирует логарифмическую характеристику, решим уравнение $I_D = I_0 \left(e^{\frac{qU_D}{kT}} - 1 \right) \approx I_0 e^{\frac{qU_D}{kT}}$ относительно U_D , учитывая, что

U_D равно $U_{вых}$. Из уравнения $I_D = I_0 e^{\frac{qU_D}{kT}}$ получим:

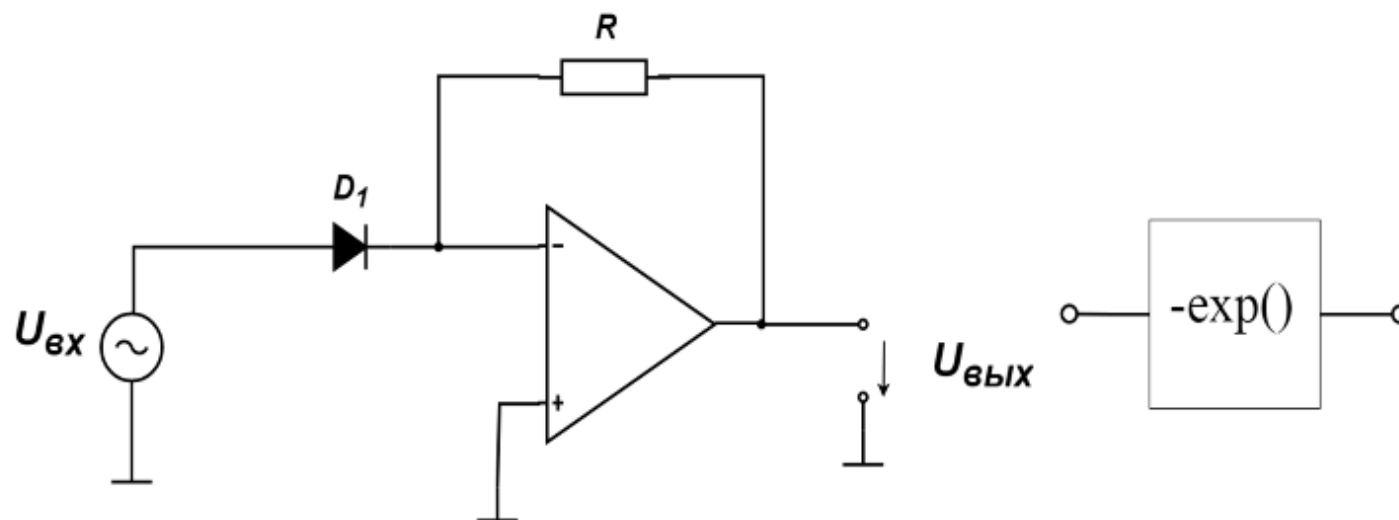
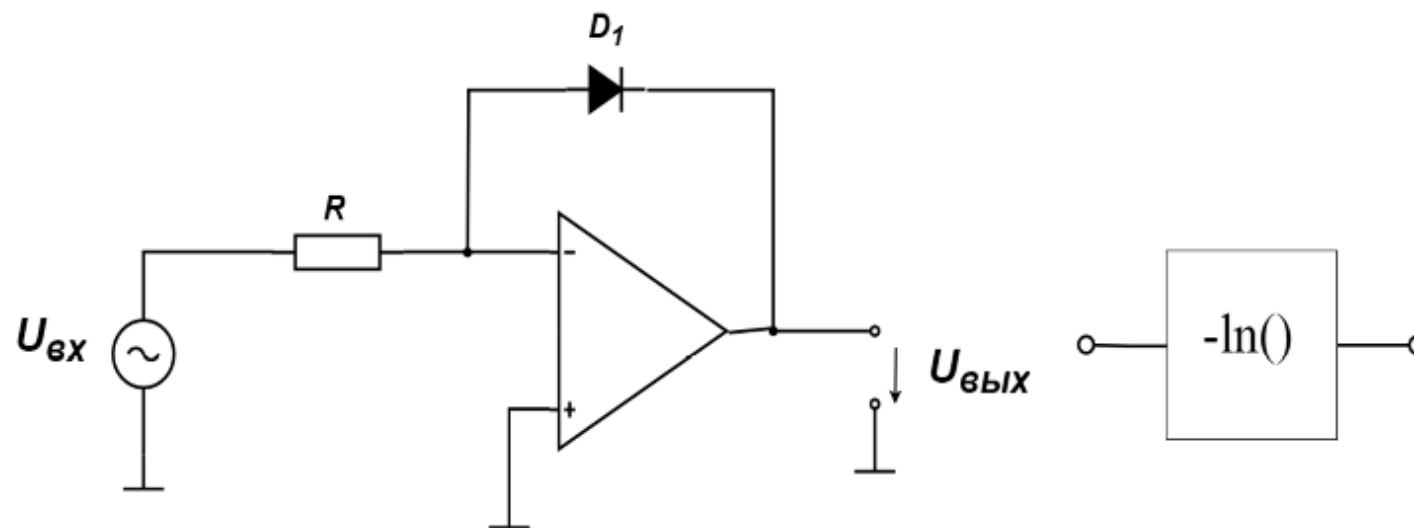
$$\ln I_D = \ln I_0 + \frac{qU_D}{kT}, \quad \ln I_D - \ln I_0 = \frac{qU_D}{kT}.$$

Следовательно $U_{вых} = U_D = \frac{kT}{q} \cdot (\ln I_D - \ln I_0)$, так что:

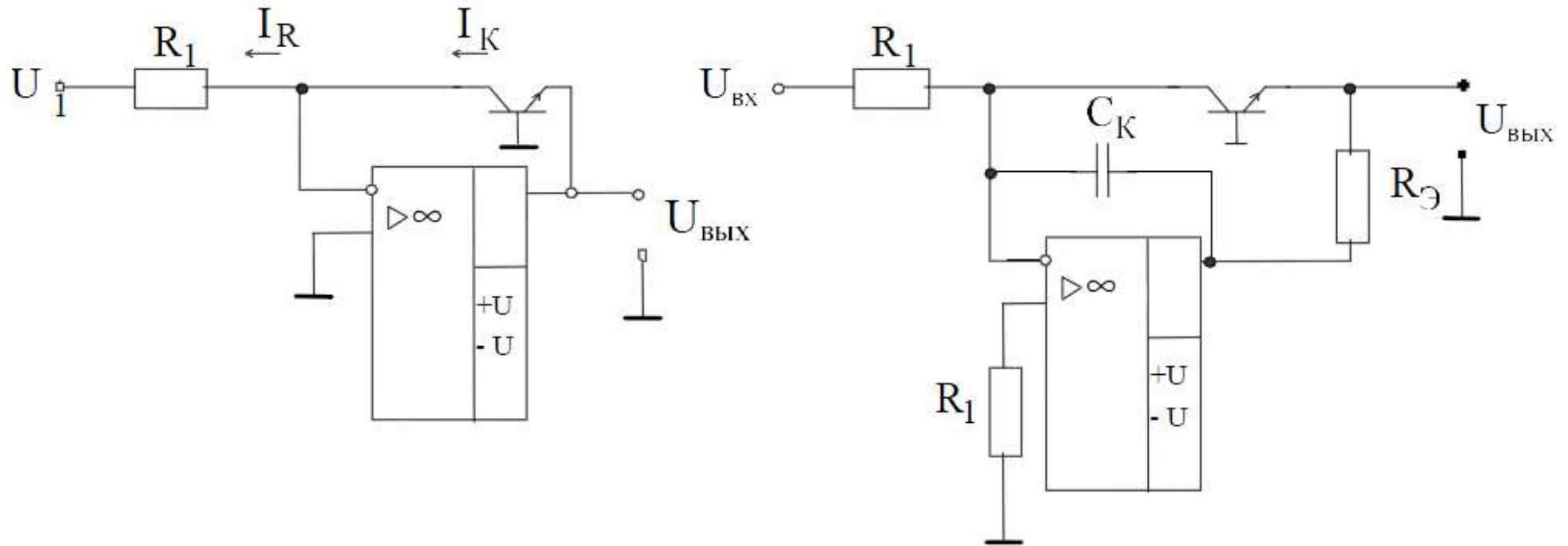
$$I_D = I_{R_1} = \frac{U_1}{R_1}, \quad U_{вых} = \frac{kT}{q} \cdot \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_0 \right).$$



Нелинейные операции на операционных усилителях



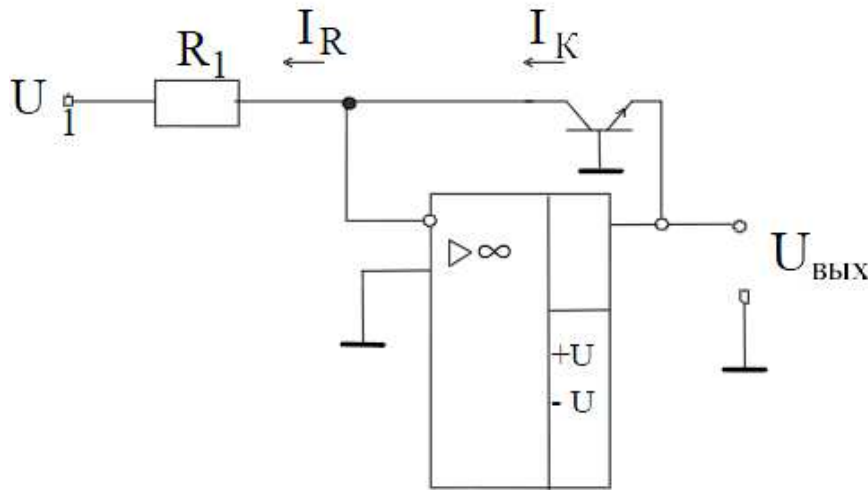
Для получения большого диапазона входного напряжения можно использовать в качестве логарифмического элемента в цепи обратной связи транзистор, включенный по схеме с общей базой.



Учитывая, что $I_K = -I_{R_1}$, то решая уравнение $I_K \approx I_{Э0} e^{\frac{qU_{БЭ}}{kT}}$ относительно $U_{БЭ}$, получим

$$U_{вых} = U_{БЭ} = \frac{kT}{q} \cdot \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_{Э0} \right).$$

ПРИМЕР



Рассчитаем $U_{\text{вых}}$ при входном напряжении, равном +2В, $U_{\text{вх.max}} = 10$ В $I_{\text{ЭО}} = 40$ нА. Величина kT/q при комнатной температуре равна 26 мВ.

Решение:

Необходимо выбрать R_1 так, чтобы напряжение $U_{\text{БЭ}}$ транзистора (кривая $U_{\text{БЭ}}$ в зависимости от $I_{\text{Э}}$) оставалось на логарифмическом участке характеристики при максимальном входном напряжении, которое может быть подано. Предположим, что этому соответствуют значения токов $I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} = 0,1$ мА. Тогда

$$I_{\text{К}} = I_{R_1} \text{ и } I_{R_1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}, \quad R_1 = \frac{U_{\text{вх.max}}}{I_{\text{Э}}}$$

Если положить, что $U_{\text{вх.max}} = 10$ В, то $R_1 = \frac{10 \text{ В}}{0,1 \text{ мА}} = 100 \text{ кОм}$.

$$U_{\text{вых}} = \frac{kT}{q} \cdot \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_{\text{ЭО}} \right) = 0,026 \text{ В} \cdot (\ln 2 \cdot 10^{-5} - \ln 4 \cdot 10^{-8}) = 0,026 \text{ В} \cdot \left(\ln \frac{2 \cdot 10^{-5}}{4 \cdot 10^{-8}} \right) =$$

$$= 0,026 \text{ В} \cdot \ln(5 \cdot 10^2) = 0,026 \text{ В} \cdot (\ln 5 + 2 \cdot 2,303) = 0,026 \text{ В} \cdot (1,61 + 4,606) = 0,1616 \text{ В}$$

Процедура расчета и ответ в примере не зависят от того, диод или транзистор используются для получения логарифмической характеристики. Важно только, чтобы $I_0 = I_{\text{ЭО}}$ если используется диод.

Схема умножения

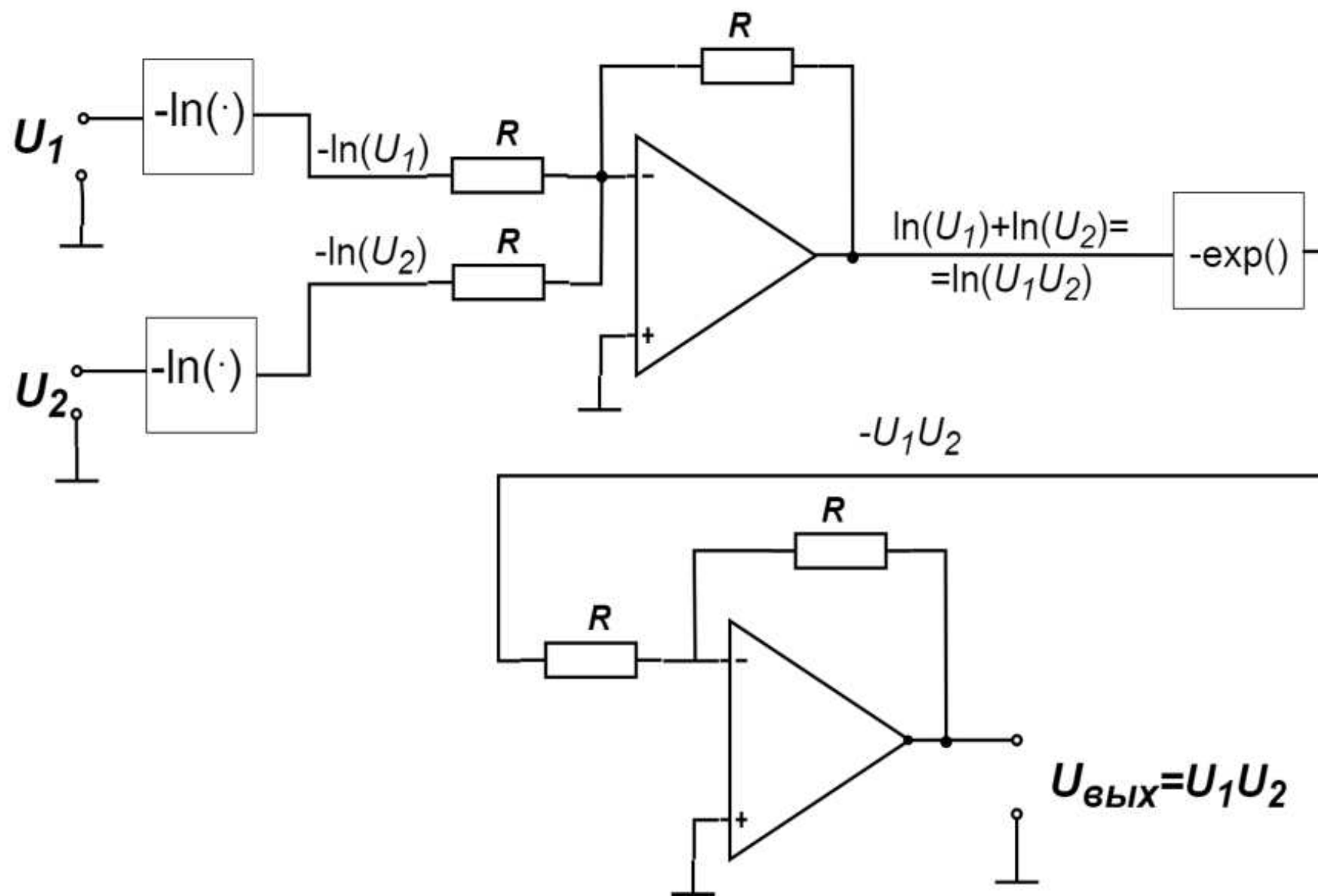


Схема деления

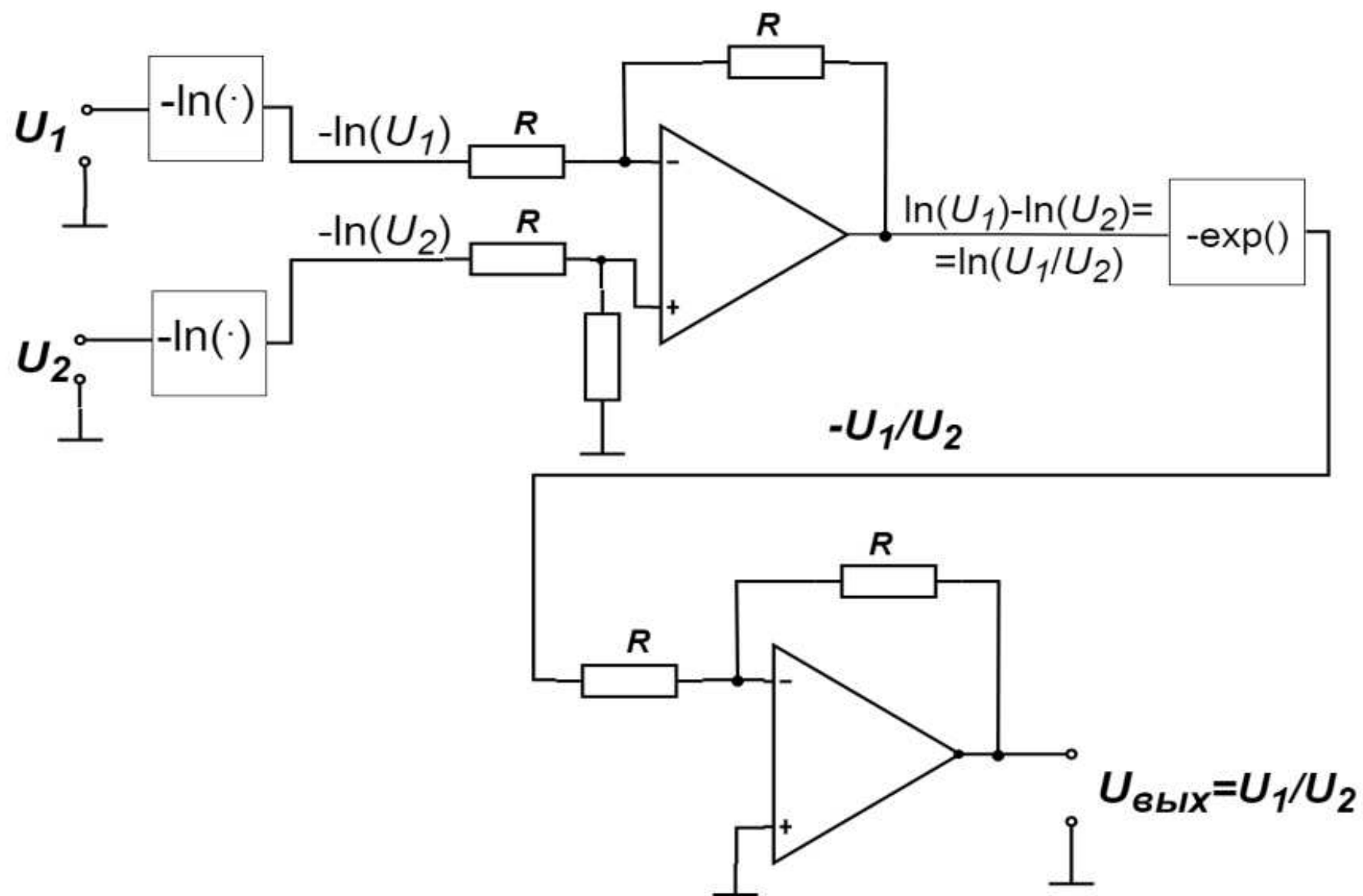
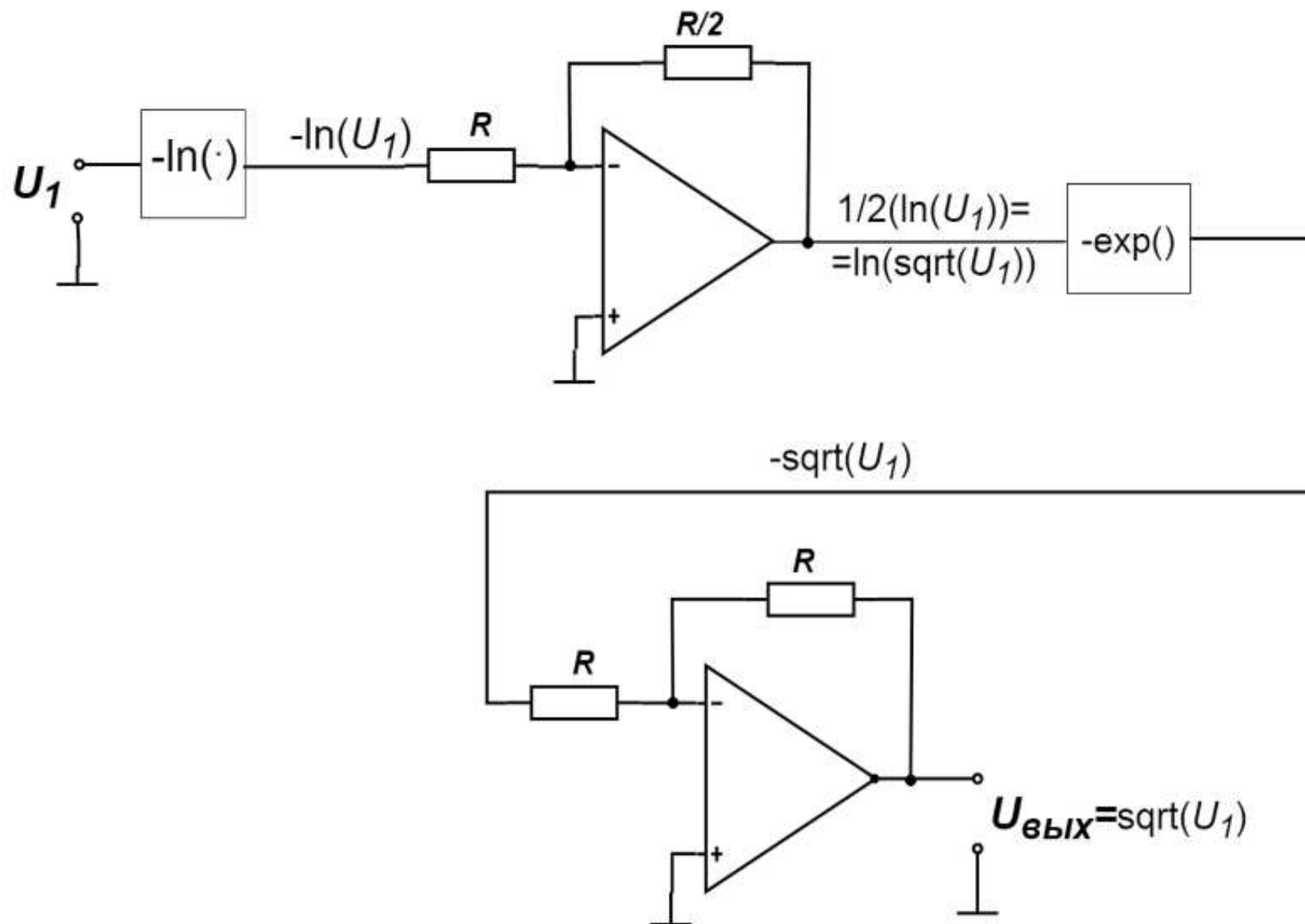
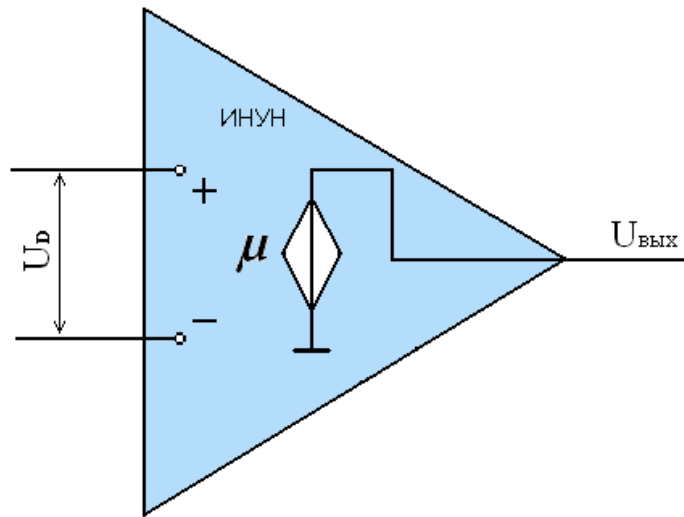


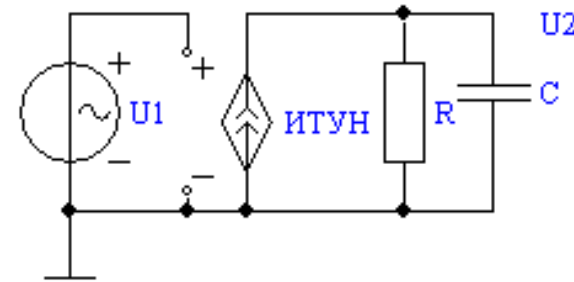
Схема извлечения квадратного корня



ЭКВИВАЛЕНТНАЯ МАКРОМОДЕЛЬ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

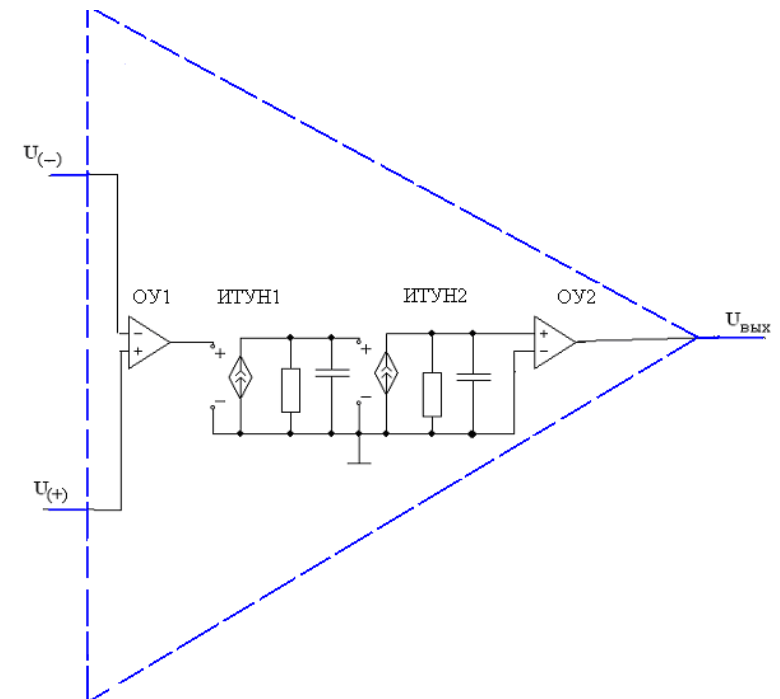


Любой аperiodический усилительный каскад в области верхних частот может быть представлен генератором сигнала $K_0 U_1$, нагруженным на интегрирующую RC-цепь



Макромодель ОУ с двухполосной частотной коррекцией

Частота полюса коэффициента передачи K_F схемы с ОС: $f_p = 1/2\pi RC$.



ГЕНЕРАТОРЫ

Классификация генераторов

По форме генерируемых колебаний различают

- генераторы гармонических (синусоидальных) колебаний
- импульсные (релаксационные) генераторы.

По принципу управления генераторы подразделяются на

- генераторы с самовозбуждением (автогенераторы)
- генераторы с внешним (независимым) управлением(возбуждением), режимом их работы управляют от внешнего источника переменного напряжения.

По виду избирательной цепи различают

- LC–генераторы
- RC–генераторы

Коэффициент усиления по напряжению в случае **положительной обратной связи**:

$$K_F = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} \cdot (1 - \beta \cdot K)} = \frac{K}{1 - \beta \cdot K},$$

где $\beta = U_{\text{ОС}} / U_{\text{ВЫХ}}$.

Условия обеспечения ПОС в схеме:

➤ **условие баланса фаз:**

$$\varphi = \varphi_{\beta} + \varphi_K = 2\pi n, n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

При ООС $\varphi = 180^\circ$, при ПОС $\varphi = 0^\circ$ (или 360°).

➤ **условие баланса амплитуд:** $\beta \cdot K \geq 1$.

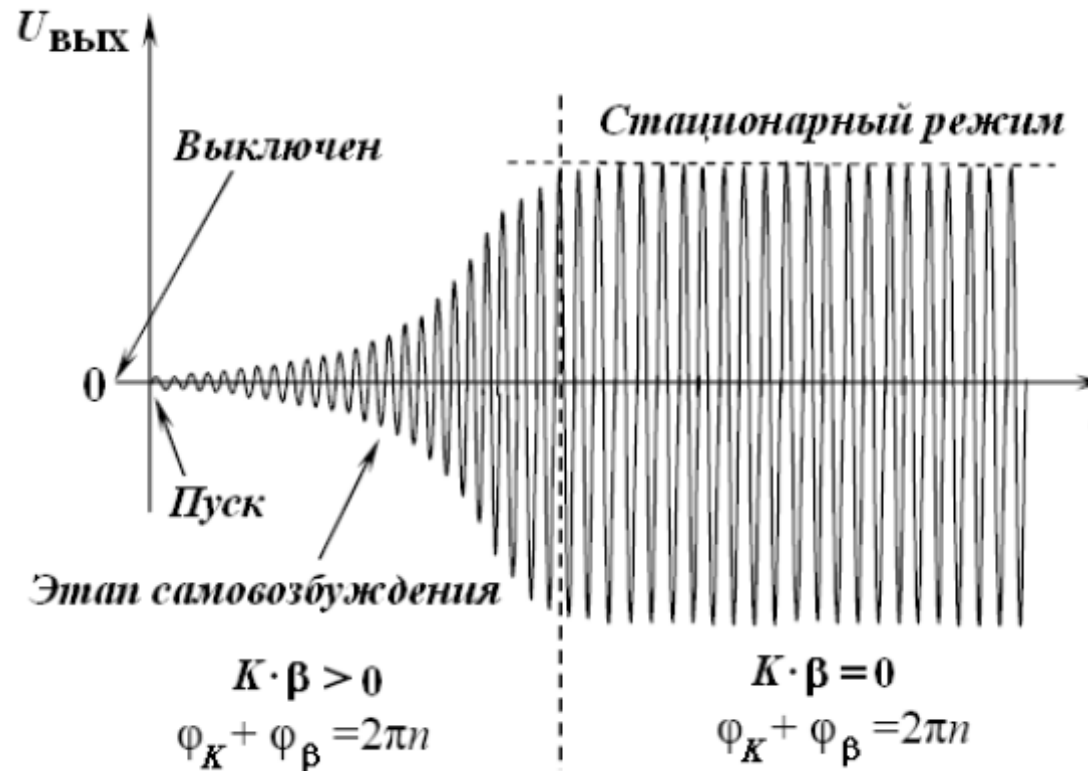
При проектировании генераторов необходимо обеспечить выполнение условия только на одной частоте:

$$1 - K_0 \cdot \beta = 0.$$

Часто это условие называют *критерием Баркгаузена*.

Генератор синусоидальных колебаний

Процесс установления синусоидальных колебаний в генераторе

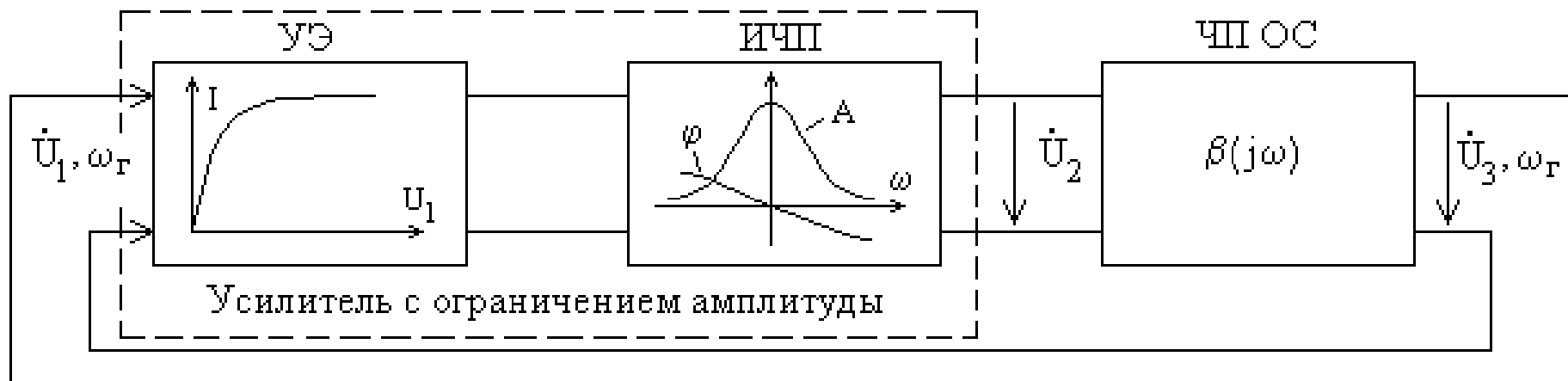


Условие установления стационарного режима в генераторе: $|K_0| \cdot |\beta| = 1$.

Генераторы гармонических колебаний содержат цепь обратной связи второго или более высокого порядка, имеющую, как правило, резонансные характеристики.

Генераторы импульсных колебаний – цепь обратной связи обычно имеет первый порядок.

Структурная схема генератора



УЭ – усилительный элемент, коэффициент усиления которого

$$\dot{K}(j\omega_r, U_1) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$$

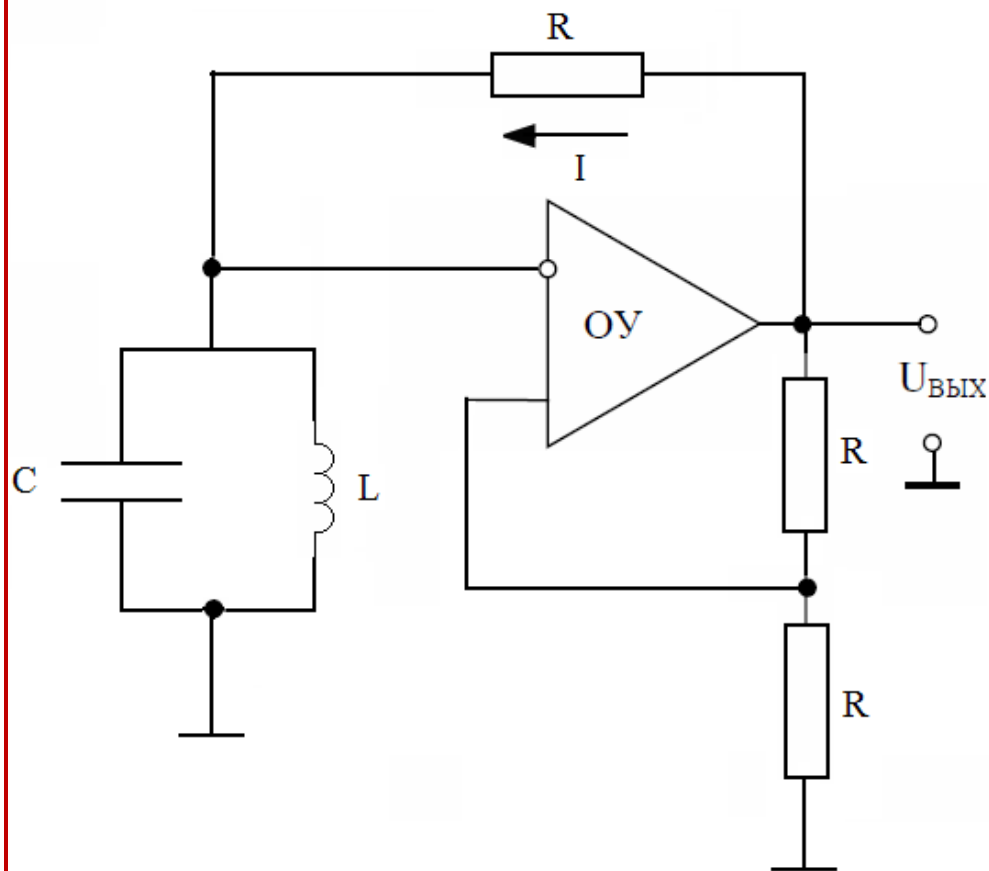
ИЧП – избирательный четырехполосник(LC– или RC–генераторы)

ЧП ОС – четырехполосник обратной связи с коэффициентом передачи

$$\beta = \beta(j\omega) = \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_2} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$$

ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Схема LC-генератора



Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя: $K_0 = 1 + R/R = 2$.

Для цепи ПОС с колебательным контуром:

$$Z_C = 1 / (j\omega \cdot C); \quad Z_L = j\omega \cdot L.$$

Общее сопротивление контура в цепи ПОС:

$$Z_K = Z_C \parallel Z_L = \frac{j\omega \cdot L}{1 - \omega^2 LC}.$$

Выходное напряжение:

$$\dot{U}_2 = \dot{I} \cdot Z_{\text{ОБЩ}} = \dot{I} \cdot (R + Z_K).$$

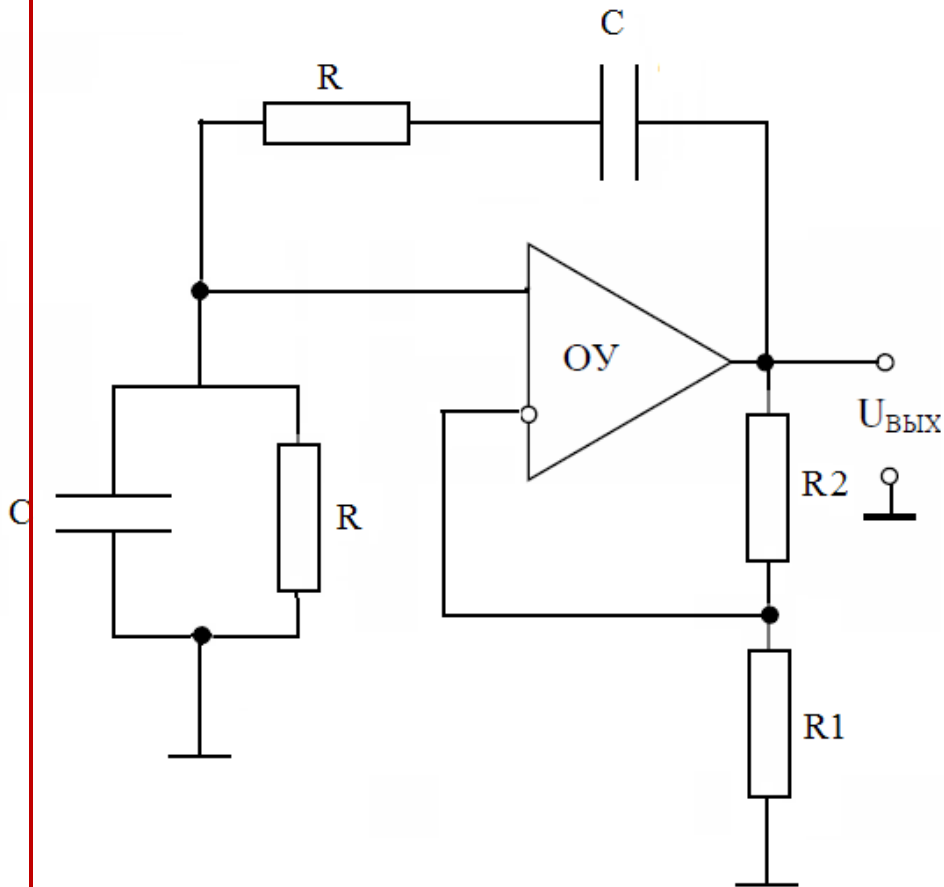
Коэффициент передачи по цепи ПОС:

$$\beta_{\text{ПОС}} = \frac{U_K}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{j\omega \cdot L}{j\omega \cdot L + R \cdot (1 - \omega^2 LC)}$$

Условие генерации $\beta_{\text{ПОС}} = 1$, то есть $K_0 \cdot \beta = 2$ выполняется на частоте

$$\omega_{\Gamma} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}.$$

Схема RC-генератора



ОУ и резисторы R1, R2 реализуют усилитель с коэффициентом усиления:

$$K_0 = \frac{R1 + R2}{R1}.$$

Сопротивление конденсаторов цепи ПОС:

$$Z_C = 1 / (j\omega \cdot C).$$

Тогда общее сопротивление контура ПОС:

$$Z_{\text{ОБЩ}} = \frac{U_2}{I} = R + Z_C + (R // Z_C), \text{ т.о.}$$

$$Z_{\text{ОБЩ}} = \frac{(R // Z_C)}{R + Z_C + (R // Z_C)} \cdot U_2 \text{ где } R // Z_C = \frac{R \cdot Z_C}{R + Z_C}.$$

Коэффициент передачи по цепи ПОС:

$$\beta_{\text{ПОС}} = Z_{\text{ОБЩ}} = \left(\frac{(R \cdot Z_C)^2}{R \cdot Z_C} + 1 \right)^{-1} = \left(\frac{R^2 + 2 \cdot R \cdot Z_C + Z_C^2}{R \cdot Z_C} + 1 \right)^{-1} = \frac{1}{3 + R/Z_C + Z_C/R}.$$

Условие генерации $\beta_{\text{ПОС}} = 1/3$, выполняется на частоте $\omega_r = 1/(R \cdot C)$ при $R2/R1 = 2$.