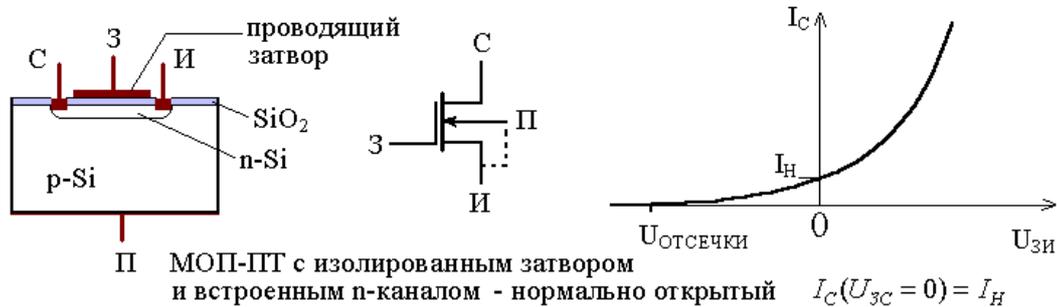


Полевые транзисторы (окончание) : МОП (МДП) приборы

Транзистор с **встроенным каналом** :



Транзистор с **индуцированным каналом** :



Достоинства - диэлектрическая изоляция затвора с малыми токами утечки ($I_3 \sim 1pA$), высокие крутизны ($S \sim 5 \div 40mA/V$ при $I_C \sim 10mA$), высокие рабочие частоты (до $f \sim 2GHz$)

Недостаток - повышенные шумы (шум захвата носителей на границе Si-SiO₂)

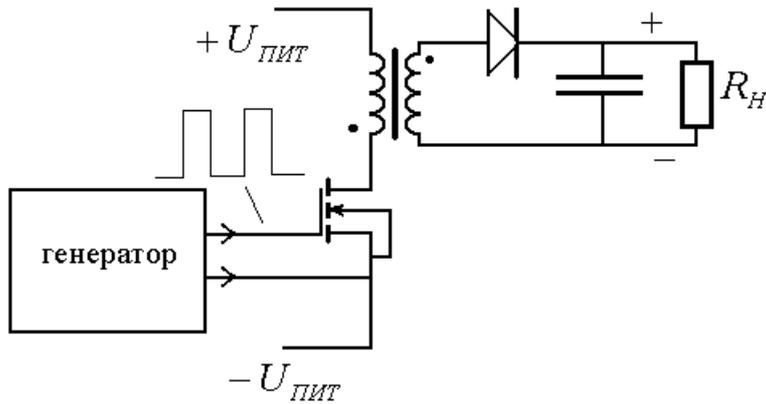
Маломощные МОП ПТ - основные элементы современных микросхем - как цифровых, так и аналоговых

Маломощные дискретные ПТ - применение для усиления, преобразования, генерации и коммутации сигналов

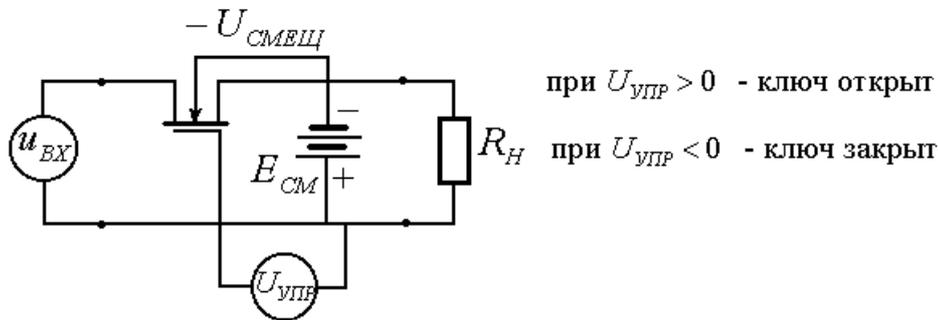
Мощные ПТ - ключевые (для работы в преобразователях напряжения) и усилительные (для работы в выходных каскадах УНЧ и в выходных каскадах радиопередатчиков)

Для усиления и генерации в диапазоне СВЧ - ПТ с барьером Шоттки, изготовленные из GaAs - рабочие частоты до $5 \div 10GHz$.

Вариант применения ключевых ПТ – преобразователь напряжения с накопительным трансформатором (с накопительной индуктивностью) :

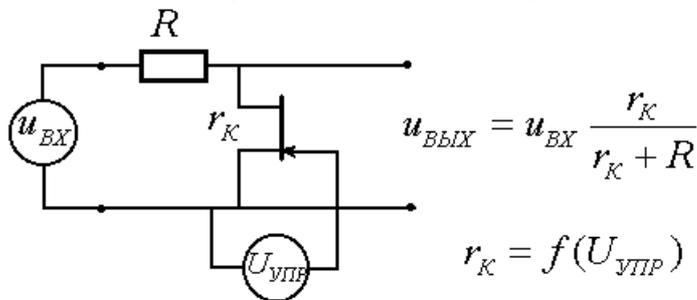


Уникальное свойство МОП ПТ – возможность построения почти идеальных аналоговых коммутаторов :



- в отличие от коммутаторов на диодах и биполярных транзисторах – простота, малые искажения сигнала, отсутствие остаточного напряжения

Аналогично – управляемые **аттенюаторы** на ПТ :

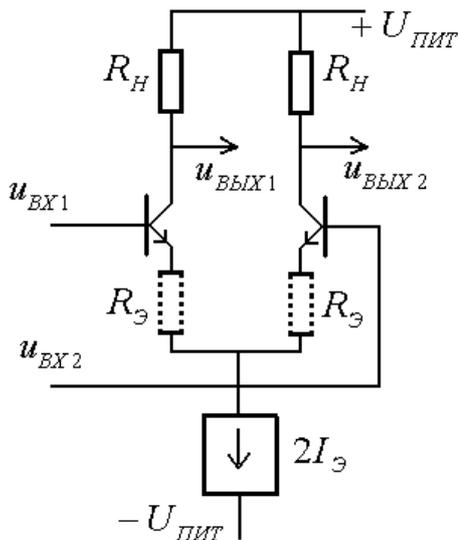


Усилители постоянного тока. Операционные усилители (ОУ).

Проблема дрейфов : в усилителях переменного тока – разделение каскадов емкостями или трансформаторами, применение реактивных нагрузок (дроссели и колебательные контура), введение частотно-зависимых ООС.

В усилителях постоянного тока - исторически - индивидуальная подгонка и компенсация ламповых и транзисторных усилителей, подстройка "нуля" непосредственно перед работой.

Решение - применение дифференциальных каскадов, когда два одинаковых элемента взаимно компенсируют друг друга :



$$u_{ВЫХ1} - u_{ВЫХ2} = K_U \cdot (u_{ВХ1} - u_{ВХ2})$$

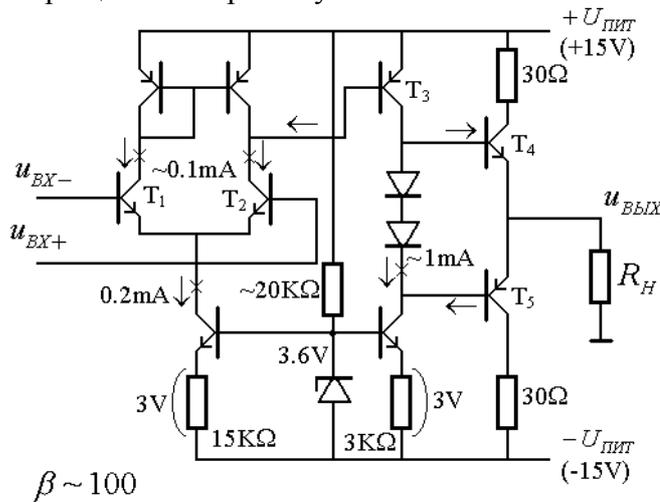
$$K_U = \frac{u_{ВЫХ1} - u_{ВЫХ2}}{u_{ВХ1} - u_{ВХ2}} = -\frac{2R_H}{2r_э} = -\frac{R_H}{r_э}$$

или

$$K_U = -\frac{R_H}{R_э}$$

Первоначально - применение дискретных транзисторов, подобранных в пары; далее - изготовление двух идентичных транзисторов на одном кристалле (дифференциальная пара); сейчас - интегральная технология - изготовление на одном кристалле всего усилителя.

Упрощенный вариант усилителя :



$$S_{T1T2} = \frac{1}{r_{э1} + r_{э2}} = \frac{1}{2} \left(\frac{25mV}{0.1mA} \right)^{-1} \approx 2mA/V$$

$$S_{T1T2T3} = 2\beta_3 S_{T1T2} \approx 400mA/V$$

$$K_u = S_{T1T2T3} \cdot (\beta R_H // r_{i_{OЭ3}})$$

$$r_{i_{OЭ}} \sim 50K\Omega \Rightarrow K_{u_MAX} \sim 20000$$

$$\text{при } R_H \sim 500\Omega$$

$$\beta R_H \sim 50K\Omega \Rightarrow K_u \sim 10000$$

$$r_{ВХ} \approx 2\beta r_{э1,2} \approx 2 \cdot 100 \cdot 250\Omega \approx 50K\Omega$$

$$r_{ВЫХ} \approx r_{i_{OЭ3}} / \beta \approx 50K\Omega / 100 \approx 500\Omega$$

$$S_{T1T2} = \frac{1}{r_{э1} + r_{э2}} = \frac{1}{2} \left(\frac{25mV}{0.1mA} \right)^{-1} \approx 2mA/V$$

$$S_{T1T2T3} = 2\beta_3 S_{T1T2} \approx 400mA/V$$

$$K_u = S_{T1T2T3} \cdot (\beta R_H // r_{i_{OЭ3}})$$

$$r_{i_{OЭ}} \sim 50K\Omega \Rightarrow K_{u_MAX} \sim 20000$$

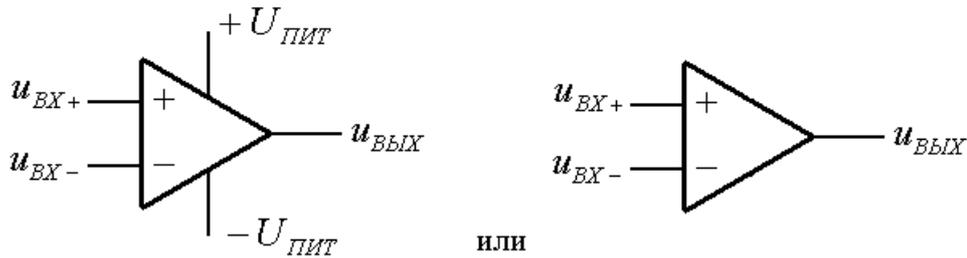
$$\text{при } R_H \sim 500\Omega \quad \beta R_H \sim 50K\Omega \Rightarrow K_u \sim 10000$$

$$r_{ВХ} \approx 2\beta r_{э1,2} \approx 2 \cdot 100 \cdot 250\Omega \approx 50K\Omega$$

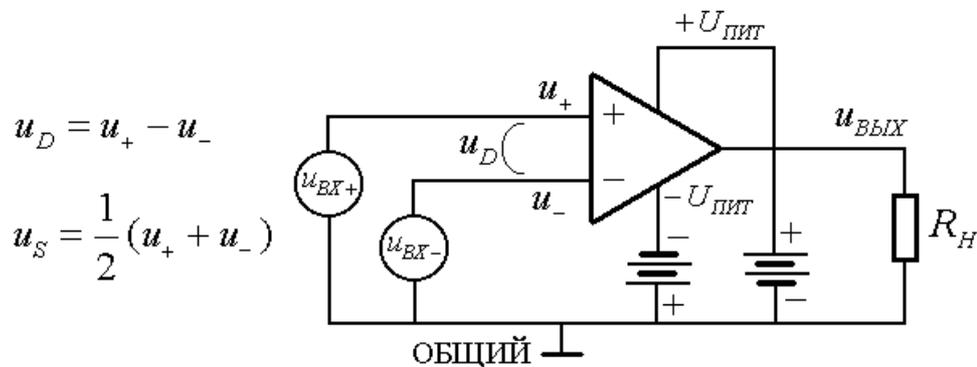
$$r_{ВЫХ} \approx r_{i_{OЭ3}} / \beta \approx 50K\Omega / 100 \approx 500\Omega$$

- простейший операционный усилитель (ОУ)

Обозначается на схемах :



Включение :



$u_D = u_+ - u_-$ - дифференциальное (противофазное) входное напряжение

$u_S = \frac{1}{2}(u_+ + u_-)$ - синфазное входное напряжение

Для идеального ОУ $u_{ВЫХ} = K_u u_D$ (причем в пределе $K_u \rightarrow \infty$, $r_{ВЫХ} \rightarrow 0$), но не зависит от u_S ; кроме того $i_{ВХ+} = i_{ВХ-} = 0$ - нет входного тока

Для реальных ОУ вводят

1) дифференциальный $K_u = \left. \frac{\partial u_{ВЫХ}}{\partial u_D} \right|_{u_S=const} \sim 10^3 \div 10^6$

2) синфазный $K_{uS} = \left. \frac{\partial u_{ВЫХ}}{\partial u_S} \right|_{u_D=const}$, а также коэффициент подавления

синфазного сигнала $G = \frac{K_u}{K_{uS}} \sim 10^2 \div 10^6$ или (в дБ) $G = 20 \lg \frac{K_u}{K_{uS}} \sim 40 \div 120 \text{ дБ}$

3) из-за разброса транзисторов входного каскада и асимметрии остальной схемы есть напряжение смещения нуля u_0 - т.е. $u_{ВЫХ} = 0$ при $u_D = -u_0$

Обычно $u_0 \sim 0.1 \div 10 \text{ мВ}$

Особенно важна зависимость u_0 от температуры - температурный дрейф смещения $\frac{\partial u_0}{\partial T} \sim 1 \div 50 \mu V / ^\circ C$ - определяет температурную нестабильность "нуля"

4) из-за наличия базового тока $I_{BX} \neq 0$

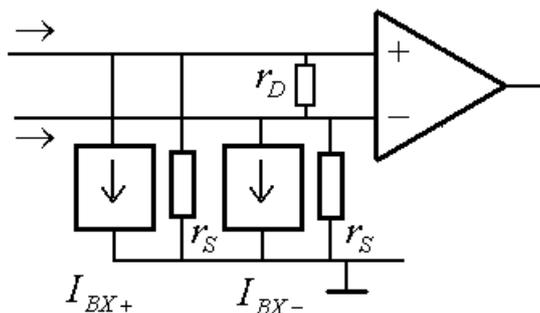
Обычно $I_{BX} \sim 10 nA \div 10 \mu A$

Кроме того, из-за зависимости I_{BX} от u_{BX} имеется конечное входное сопротивление :

$$r_S = 1 / \left. \frac{\partial I_{BX}}{\partial u_S} \right|_{u_D=0} \sim 10^8 \div 10^{12} \Omega \text{ - для синфазного сигнала}$$

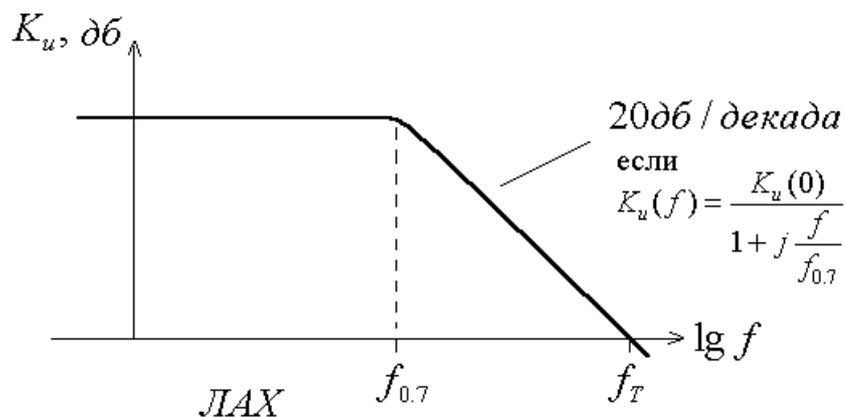
$$r_D = 1 / \left. \frac{\partial I_{BX}}{\partial u_D} \right|_{u_S=0} \sim 10^4 \div 10^8 \Omega (\ll r_S) \text{ - для дифференциального сигнала}$$

Схема замещения входной цепи ОУ :



5) существенный параметр - **частота единичного усиления** в режиме малого сигнала - или т.н. **произведение усиление-полоса** $f_T \sim 200 KHz \div 2 GHz$

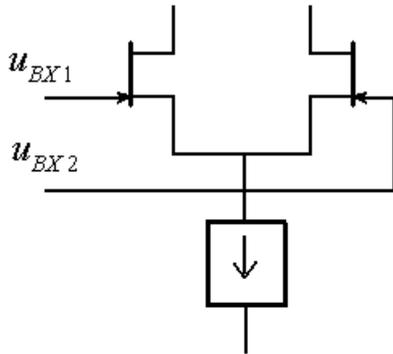
Типовой вид АЧХ ОУ (т.н. ЛАХ) :



Вводят так же $f_{0.7}$ - частота, на которой усиление падает в $\sqrt{2}$ раз

Если $K_u(f) = \frac{K_u(0)}{1 + j \frac{f}{f_{0.7}}}$, то $f_{0.7} = \frac{f_T}{K_u(f=0)}$

Существенное улучшение входных параметров ОУ достигается при использовании входного дифференциального каскада на ПТ :

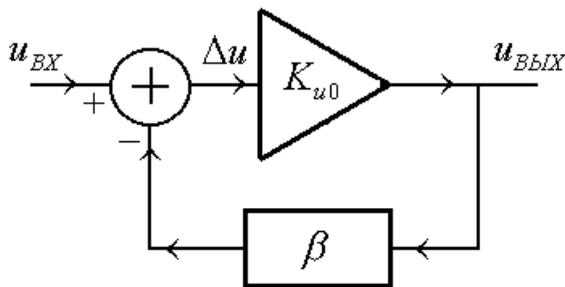


В этом случае $I_{BX} \sim 10 \text{ fA} \div 1 \text{ nA}$, $r_D \sim 10^{12} \div 10^{15} \Omega$

Недостаток - несколько увеличивается уровень дрейфа нуля, ниже быстродействие

Кроме того, сейчас активно внедряются ОУ на **комплементарных ПТ** (не содержат биполярных транзисторов)

Принцип **отрицательной обратной связи (ООС)**



$$u_{ВЫХ} = \Delta u \cdot K_{u0} = (u_{BX} - \beta \cdot u_{ВЫХ}) \cdot K_{u0}$$

$$u_{ВЫХ} = \frac{K_{u0}}{1 + \beta \cdot K_{u0}} u_{BX} \Rightarrow K_u = \frac{K_{u0}}{1 + \beta \cdot K_{u0}}$$

Если $\beta \cdot K_{u0} \rightarrow \infty$, то $K_u \rightarrow \frac{1}{\beta}$ и не зависит от K_{u0}

β - **возвратное отношение** (какая часть сигнала с выхода поступает на вход)

$g = \beta \cdot K_{u0}$ - **петлевое усиление**

Отличие усиления усилителя с ООС от идеального, охваченного той же ООС и с $K_{u0} \rightarrow \infty$, будет :

$$\frac{\frac{1}{\beta} - K_u}{\frac{1}{\beta}} = \frac{\frac{1}{\beta} - \frac{K_{u0}}{1 + \beta \cdot K_{u0}}}{\frac{1}{\beta}} = \frac{1}{1 + \beta \cdot K_{u0}} \approx \frac{1}{g}$$

Как следствие, частотно-независимая ООС позволяет расширить полосу пропускания до уровня, когда $|K_{u0}(f)| \approx \frac{1}{\beta}$:

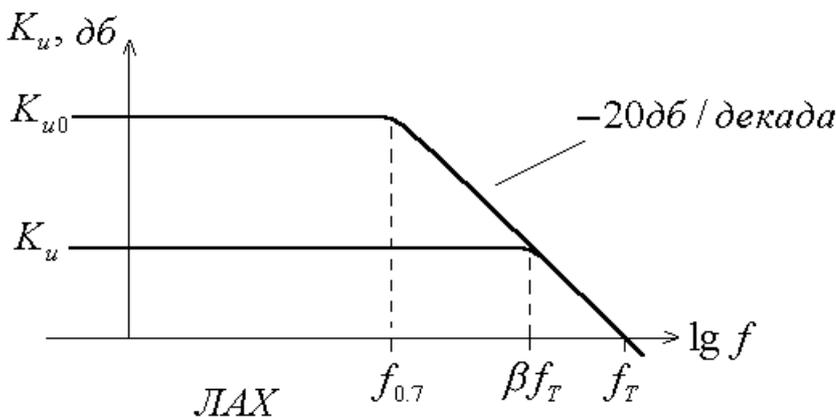
если $K_{u0}(f) = \frac{K_{u0}(0)}{1 + j \frac{f}{f_{0.7}}} = \frac{K_{u0}(0)}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{0.7}}}$, то

$$K_u(f) = \frac{\frac{K_{u0}(0)}{1 + j \frac{f}{f_{0.7}}}}{1 + \beta \frac{K_{u0}(0)}{1 + j \frac{f}{f_{0.7}}}} = \frac{K_{u0}(0)}{1 + \beta \cdot K_{u0}(0) + j \frac{f}{f_{0.7}}} = \frac{K_{u0}(0)}{1 + \beta \cdot K_{u0}(0)} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{(1 + \beta \cdot K_{u0}(0)) \cdot f_{0.7}}}$$

Если $\beta \cdot K_{u0} \gg 1$, то $f_{0.7_ООС} \rightarrow (1 + \beta \cdot K_{u0}(0)) \cdot f_{0.7} \approx \beta \cdot K_{u0}(0) \cdot f_{0.7} \approx \beta \cdot f_T$

и $K_u(f) \approx K_u(0) \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{\beta \cdot f_T}}$

На ЛАХ'e :



Но почему 20дБ/декада ?

Интегрирующие RC (и RL)-цепочки вдали от изломов АЧХ имеют спад с крутизной $-N \cdot 20 \text{дб/декада}$, где N - порядок RC-звена (число последовательно включенных RC-пар);

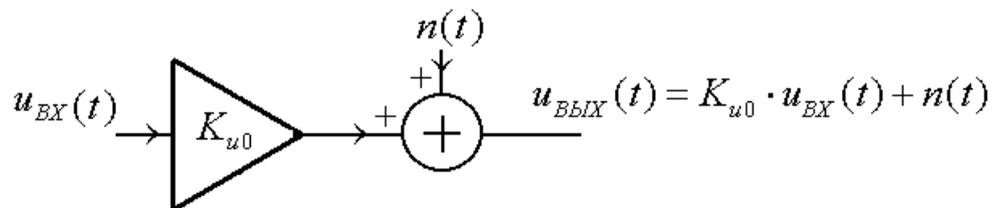
Но: одно интегрирующие RC-звено сдвигает фазу ВЧ-сигнала (при $f \rightarrow \infty$) на -90° , два звена - на -180° - т.е. в пределе - обращение фазы сигнала.

Если при этом (когда ООС переходит в ПОС) сохраняется такое усиление, что $g = |K_{u0}(f)| \cdot \beta > 1$, то происходит **самовозбуждение усилителя** (возникает генерация) т.к. ОС начинает увеличивать сигнал на входе.

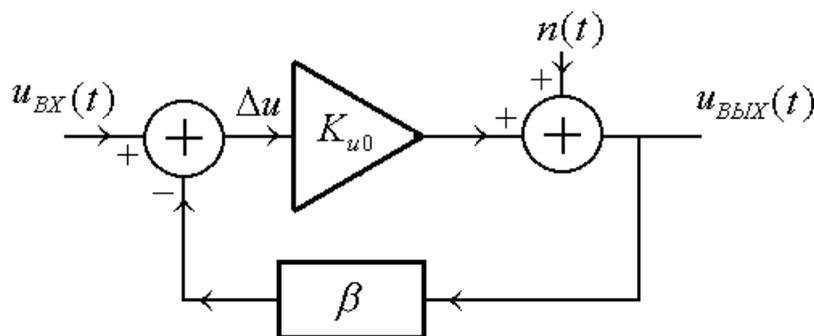
\Rightarrow В области спада АЧХ разомкнутого усилителя стремятся получить спад $\approx 20 \text{дб/декада}$ (обычно - введением в схему ОУ специальных корректирующих конденсаторов)

ООС и **нелинейные искажения**

Пусть имеем усилитель, вносящий искажения :



При наличии ООС :



$$u_{BYIX} = (u_{BX} - \beta \cdot u_{BYIX}) \cdot K_{u0} + n(t) \Rightarrow$$

$$u_{BYIX} = \frac{K_{u0}}{1 + \beta \cdot K_{u0}} u_{BX} + \frac{1}{1 + \beta \cdot K_{u0}} n(t) \Rightarrow$$

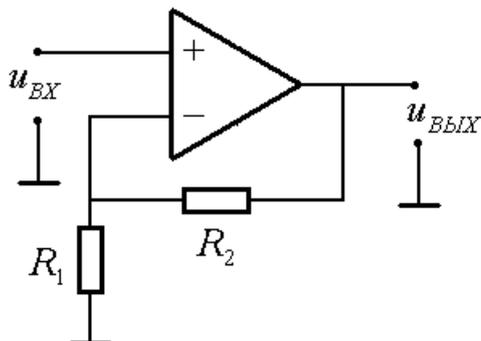
нелинейные искажения (как отношение их амплитуды к амплитуде входного сигнала) падают в

$1 + \beta \cdot K_{u0} \approx \beta \cdot K_{u0} = g$ раз ! - важнейший способ уменьшения нелинейных искажений

Но: ООС не уменьшает шум усилителя - поскольку важна амплитуда шума, приведенная ко входу !

Основные схемы ООС для ОУ :

1) неинвертирующий усилитель



$$u_{ВЫХ} = u_D \cdot K_{u0} = (u_{BX} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ВЫХ}) \cdot K_{u0} \Rightarrow \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

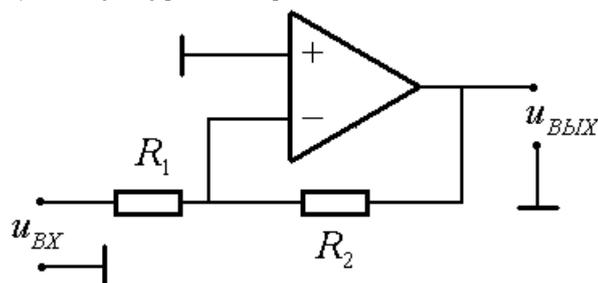
при $K_{u0} \gg \frac{1}{\beta}$ имеем $K_u = \frac{K_{u0}}{1 + \beta \cdot K_{u0}} \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_2}{R_1} + 1$

$$\Rightarrow u_{R1} = u_{BX} + o(K_u, u_{BX})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} u_S \approx u_{BX} \\ u_D \approx \frac{u_{BX}}{\beta \cdot K_{u0}} \end{cases} \text{ - как следствие, резко растет входное сопротивление (т.к.}$$

обычно $r_S \gg r_D$)

2) инвертирующий усилитель



$$-u_D = u_{BX} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (u_{ВЫХ} - u_{BX}) \Rightarrow u_{ВЫХ} = -\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{BX} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{ВЫХ}\right) \cdot K_{u0}$$

- отличается от ранее рассмотренной ООС; но введя

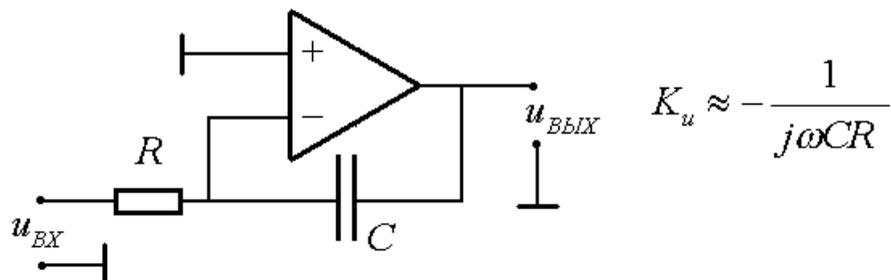
$$K'_{u0} = K_{u0} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \text{ можем ввести } \beta = \frac{R_1}{R_2} \text{ и } K_u = -\frac{K'_{u0}}{1 + \beta \cdot K'_{u0}}$$

$$\Rightarrow \text{если } K_{u0} \beta \gg 1 \text{ имеем } K_u \approx -\frac{1}{\beta} = -\frac{R_2}{R_1}$$

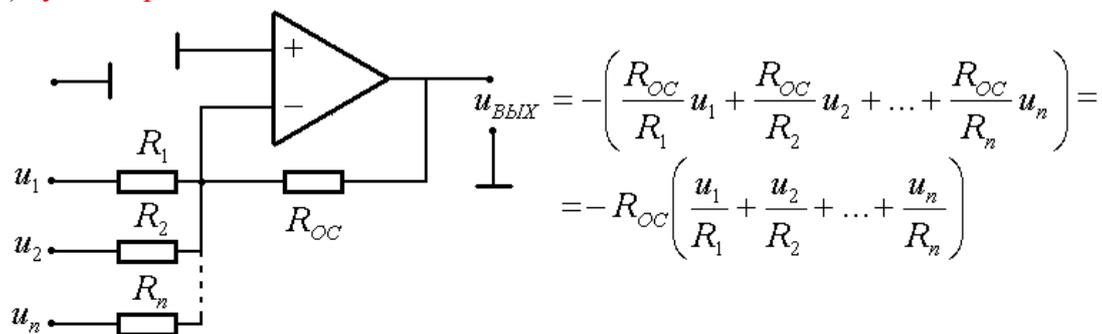
- причем при этом амплитуда сигнала на инвертирующем входе мала - говорят, что на нем находится "виртуальный ноль" или "виртуальная земля"

Входное сопротивление схемы $r_{BX} \approx R_1 \ll r_D, r_S$

Замена сопротивления R_2 на конденсатор превращает усилитель в **интегратор** :



3) сумматор



4) дифференциальный усилитель

