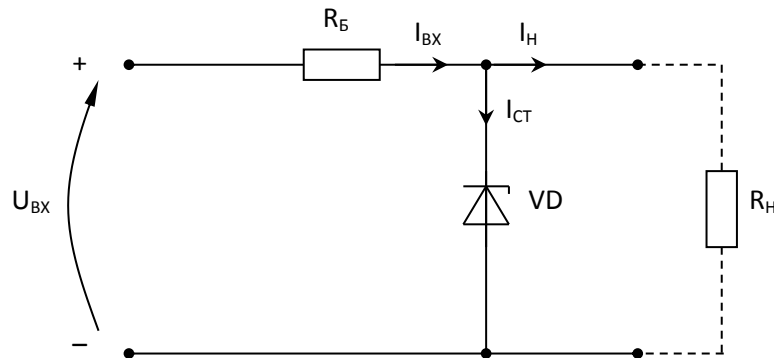


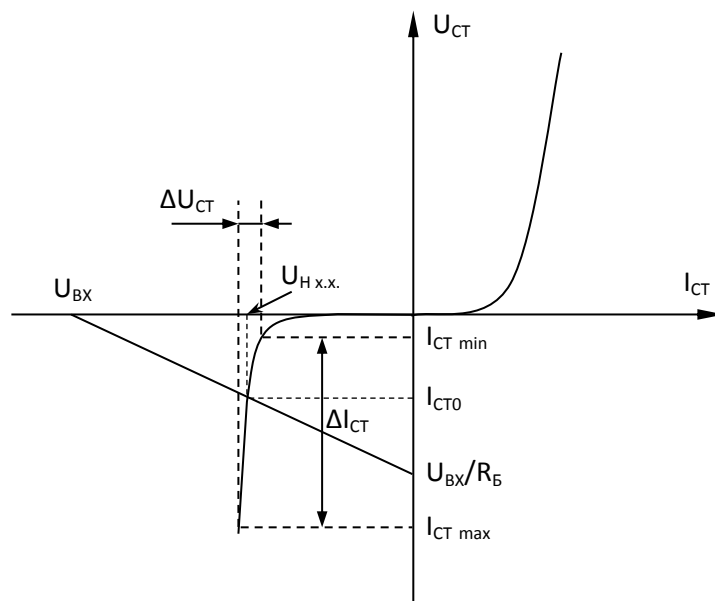
# 1 Джерела опорної напруги

## 1. Источники опорного напряжения и тока

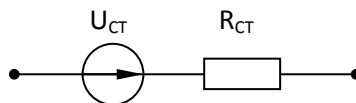
### 1.1 Источники опорного напряжения (ИОН)



$R_B$ - балластное сопротивление.  
ВАХ стабилитрона:



Сам стабилитрон на рабочем участке можно представить:

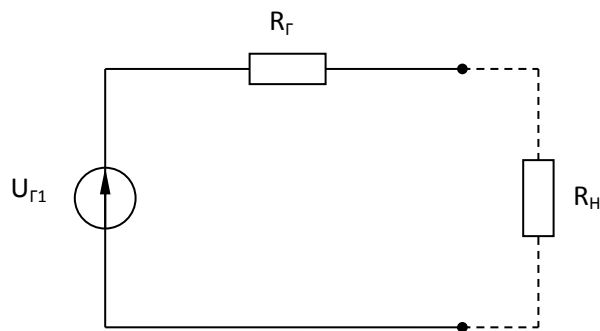


Где  $R_{CT} = \frac{\Delta U_{CT}}{\Delta I_{CT}}$  – дифференциальное сопротивление стабилитрона.

При этом допустимая мощность рассеивания на стабилитроне зависит от температуры и вычисляется по формуле:

$$P_{доп} = I_{CT\max} * U_{CT}.$$

Эту схему можно представить эквивалентным генератором:



Учитывая, что  $R_B \gg R_{CT}$ :

$$U_{Г} = U_{BX} \underbrace{\frac{R_{CT}}{R_{CT} + R_B}}_0 + U_{CT} \underbrace{\frac{R_B}{R_{CT} + R_B}}_1 \approx U_{CT}.$$

Тогда:

$$R_{Г} = \frac{R_{CT} * R_B}{R_{CT} + R_B} \approx R_{CT},$$

$$I_{H\max} = I_{CT0} - I_{CT\min} \approx I_{CT0} \Rightarrow R_{H\min} = \frac{U_{CT}}{I_{CT0}},$$

где  $R_{H\min}$  — минимально допустимое сопротивление.

Перераспределение токов:  $I_{BX} = I_{CT} + I_H$ . Если  $I_H \uparrow$ , то  $I_{CT} \downarrow$ , и может уменьшиться на столько, что стабилитрон выйдет из режима стабилизации. Т.е. надо ограничивать ток —  $I_{H\max}$ .

Таким образом, необходимо выбрать такой входной ток, чтобы при посторонней нагрузке через стабилитрон протекал ток, обеспечивающий нужный режим.

Основными дестабилизирующими факторами являются:

1. Изменение входного напряжения  $U_{BX}$ ;
2. Изменение тока нагрузки  $I_H$ ;
3. Изменение температуры окружающей среды  $T_{окр}$ ;
4. Условия радиационного воздействия;
5. Старение;
6. Условие механического воздействия и др.

Мы рассмотрим основные факторы (первые три). Влияние факторов оценивается коэффициентами стабилизации:

$$\bullet \quad K_{CT1}(U_{BX}) = \frac{\frac{\Delta U_{BX}}{U_{BX}}}{\frac{\Delta U_H}{U_H}} = \frac{U_H}{U_{BX}} * \frac{R_{CT} + R_B}{R_{CT}} \approx \frac{U_H}{U_{BX}} * \frac{R_B}{R_{CT}},$$

$$\text{где } \Delta U_H = \Delta U_{BX} \frac{R_{CT}}{R_{CT} + R_B}.$$

Таким образом, с ростом входного напряжения возрастает также и коэффициент стабилизации. Следовательно, необходимо выбирать стабилитрон с минимальным сопротивлением стабилитрона или повышать балластное сопротивление.

$$\bullet \quad K_{CT2}(I_H) = \frac{U_{H-CT}}{\Delta I_H (R_{CT} \parallel R_B)} \approx \frac{U_{H-CT}}{U_{BX} - U_{H-CT}} * \frac{R_{CT} + R_B}{R_{CT}} \approx \frac{U_H}{U_{BX}} * \frac{R_B}{R_{CT}},$$

$$\text{где } \Delta I_H = I_{CT0} = \frac{U_{BX} - U_{CT0}}{R_B}.$$

$$\bullet \quad K_{CT3}(T_{OKP}) = \frac{U_{CT}}{\Delta U_{CT}(\Delta T)} \approx \frac{U_{CT}}{U_{CT} * K_t * \Delta T} = \frac{1}{K_t * \Delta T},$$

где  $K_t, \frac{\%}{^\circ C}$  берём из справочника.

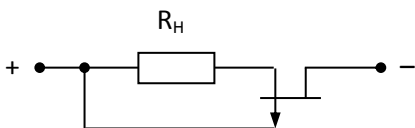
Чем больше  $K_{CT}$ , тем лучше. Следовательно, необходимо:

- 1) увеличивать балластное сопротивление;
- 2) уменьшать разницу  $U_{BX} - U_{H-CT}$  (делать развязку по току);
- 3) применять методы термокомпенсации или очень хорошие стабилитроны.

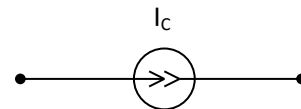
### Способы увеличения коэффициентов стабилизации

- 1) вместо  $R_B$  используем нелинейный элемент, который обладает большим дифференциальным сопротивлением (например, транзистор).

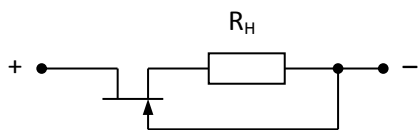
Для р-канального ПТ:



$\Leftrightarrow$



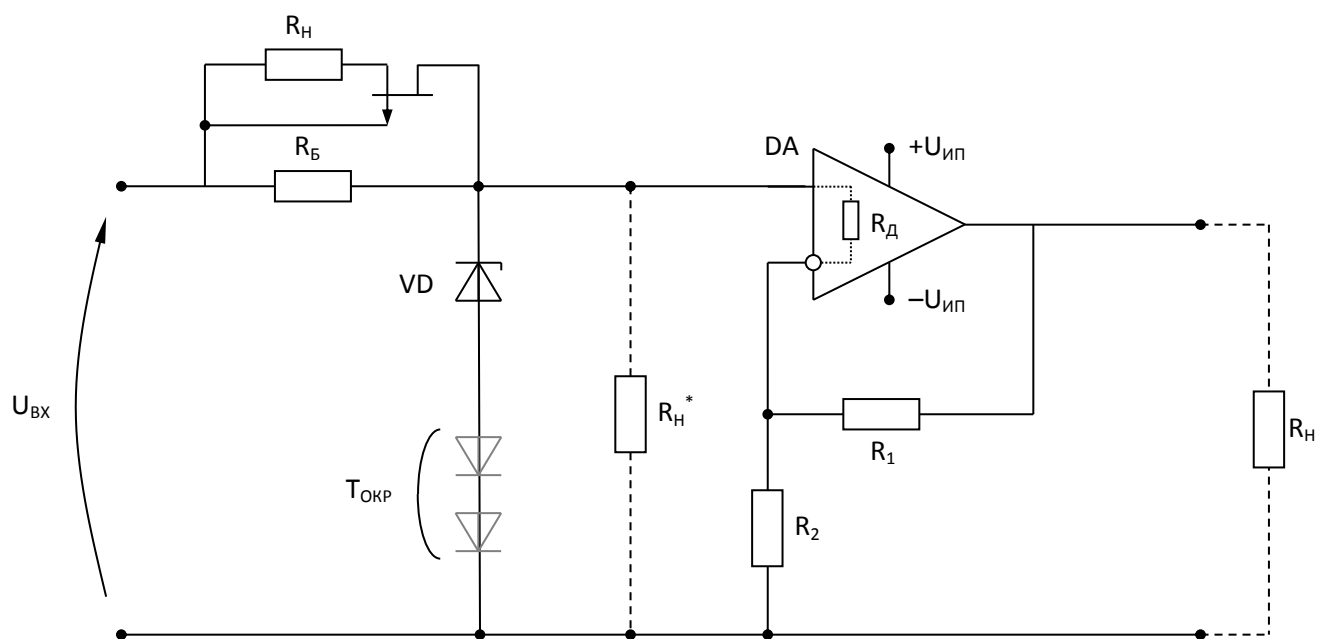
Для n-канального ПТ:



Характеристики ПТ:



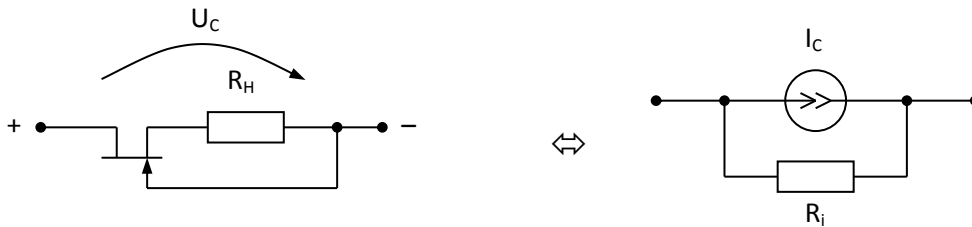
Обобщенная схема:



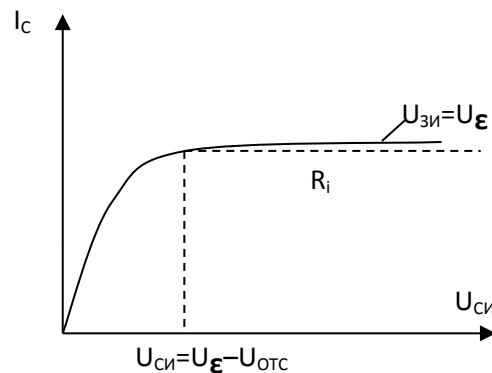
## 2 Генераторы стабильного струму

### 1.2 Источники стабильного тока

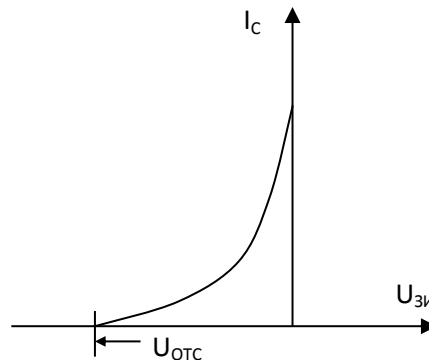
#### 1.2.1 Простейшие источники стабильного тока (ИСТ)



С помощью рассмотренных свойств – обеспечение стабильного тока. Выбираем стоковую характеристику:

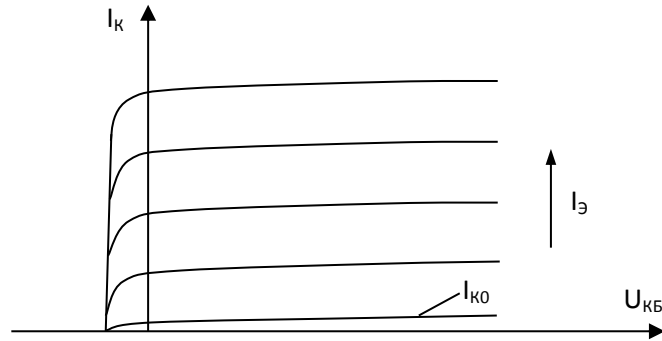


Тогда, в каком-то диапазоне этот ток фактически не изменяется. Поскольку наклон характеристики все же имеется, дифференциальное сопротивление растет, но не бесконечно. Основное условие:  $U_c \geq |U_{отс}|$ .

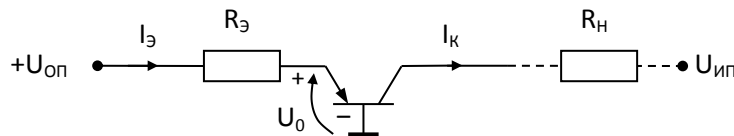


Напряжение, питающее двухполюсник, должно быть больше напряжения отсечки, иначе сопротивление уменьшается.

В качестве ИСТ можно использовать БТ (в схеме с общей базой), его характеристики:



Ток постоянен даже в отрицательной области.

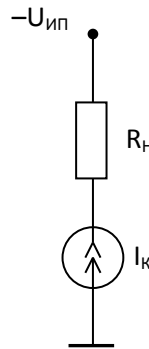


Нам необходимо задать ток эмиттера (поскольку он является основным параметром):

$$I_K = \alpha I_Э + \underbrace{I_{K0}}_{\text{зависит от } T^{\circ}C} \approx I_Э.$$

$\alpha$  близка к единице, а, следовательно:  $I_K \approx I_Э$ .

Ток возникнет при наличии нагрузки и питания. Постоянный ток течет через нагрузку, тогда эквивалентная схема такой цепи приобретает следующий вид:



Ток будет постоянен в той мере, что и ток эмиттера:  $I_Э = \frac{U_{оп} - U_0}{R_Э}$ .

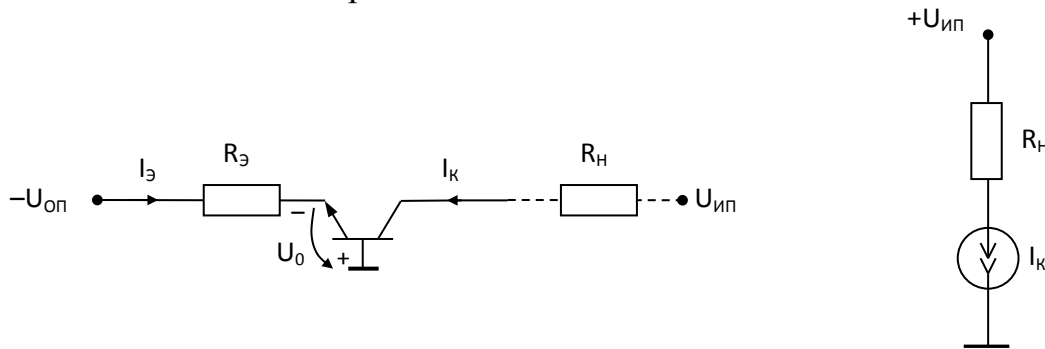
Появляется еще один температурный фактор –  $I_{K0}(T)$ ,  $U_0(T)$ .  $I_{K0}$  увеличивается с ростом температуры, а  $U_0$  уменьшается с ростом температуры. Это приводит к тому, что  $I_Э$  с ростом температуры возрастает.

А, следовательно, с ростом температуры увеличивается термогенерация, но напряжение падает.

$$\left. \begin{array}{l} I_{K0} \uparrow \quad c \quad T^{\circ} \uparrow \\ U_0 \downarrow \quad c \quad T^{\circ} \uparrow \end{array} \right\} \Rightarrow I_Э \uparrow \quad c \quad T^{\circ} \uparrow.$$

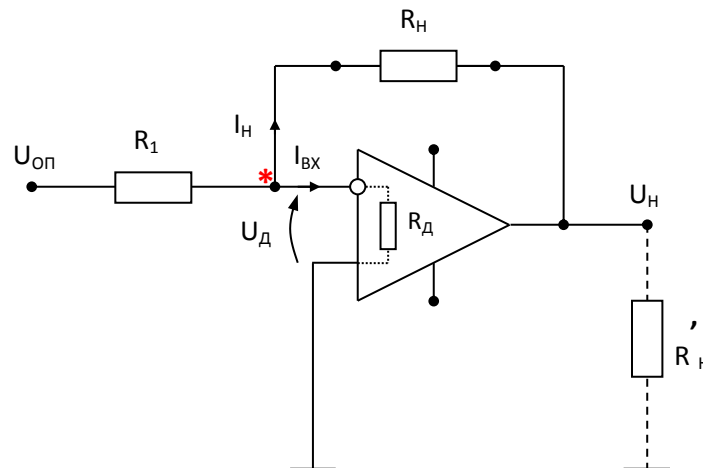
Такой ИСТ можно использовать в схемах, где подобные перепады не играют роли (например, термостат).

Если поменять полярность:



Иногда важно, чтобы нагрузка была заземлена. Рассмотрим такие ИСТ в следующем подпункте.

### 1.2.2 ИСТ с заземленной нагрузкой



Нагрузку можно включать двумя способами –  $R_Н$  и  $R'_Н$ .

Учитывая, что ОУ всегда находится в активном линейном режиме и действует глубокая ООС, можно утверждать, что:

$$U_Д = \frac{U_Н}{K_U},$$

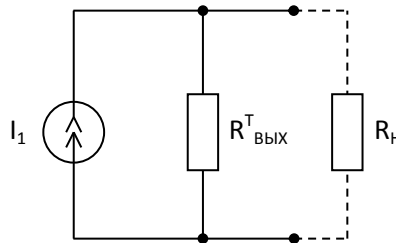
где  $K_U \approx 10^5$ , следовательно  $U_Д$  – очень малое.

Разность потенциалов  $U_Д$  очень мала, следовательно, точка \* потенциально заземлена. Второй выход подключен через питание к какому-то напряжению. Чем больший ток течет через  $R_Н$ , тем лучше. Рассчитаем:

$$I_{ВХ} = \frac{U_Д \rightarrow 0}{R_Д \rightarrow \infty} = 0 \Rightarrow I_Н = I_1 = \frac{U_{оп} - U_Д}{R_1} = \frac{U_{оп}}{R_1} = const.$$

Если опорное напряжение стабильно, то отношение  $\frac{U_{оп}}{R_1} = const$  не зависит от сопротивления.

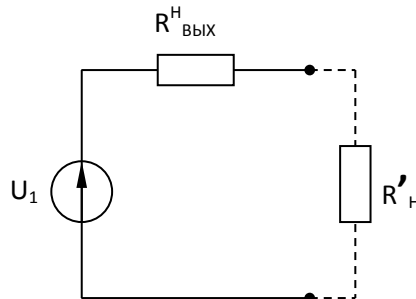
Данную цепь мы можем представить по отношению к нагрузке  $R_H$  эквивалентным источником:



Где  $R_{БЫХ}^T = [R_1 \parallel R_d] \cdot K_U \approx R_1 \cdot K_U$ .

Поскольку дифференциальное сопротивление  $R_d$  очень велико, то можно считать, что мы стремимся к идеальному источнику тока.

Данную цепь мы можем представить по отношению к нагрузке  $R'_H$  эквивалентным источником:



Где  $R_{БЫХ}^H = \frac{R_{БЫХ}^{OV}}{1 + \frac{R_1}{R_H + R_1} \cdot K_U} \approx \frac{R_{БЫХ}^{OV}}{1 + \beta \cdot K_U} \rightarrow 0$ .

В знаменателе – глубина ООС по напряжению  $F(U)$ .

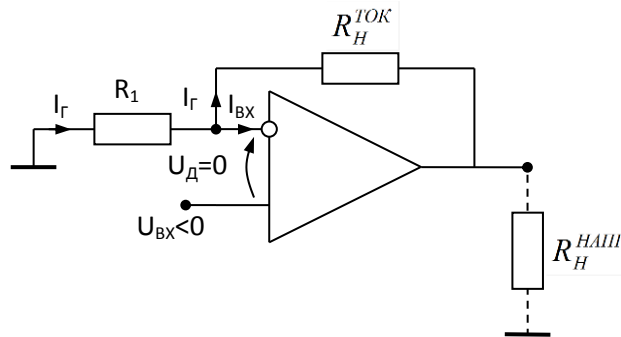
Для  $R_H$  – идеальный источник тока, а для  $R'_H$  – идеальный источник напряжения.

Напряжение на выходе также определяется глубиной ООС:

$$U_{\Gamma} = -U_{оп} \frac{R_H}{R_1}.$$

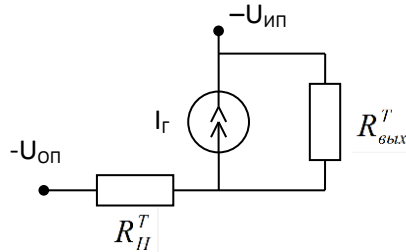


### 1.2.3 ИСТ с незаземленной нагрузкой



Дифференциальное напряжение  $U_d$  фактически равно нулю,  $U_{0П} < 0$ .

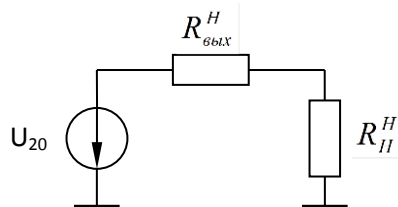
Эквивалентная схема замещения (для токовой нагрузки  $R_H^T$ ):



С учетом стабилизирующих факторов:  $I_r = \frac{U_{0П}}{R1} \approx const$ .

$R_{БЫХ}^T = (R1 \parallel R_d) \cdot K_U \approx R1 \cdot K_U \rightarrow \infty$  — поскольку обычно  $R_d \gg R1$ .

Эквивалентная схема замещения (для сопротивления нагрузки по напряжению):



$$\text{Где } U_{20} = U_{0П} \cdot \left(1 + \frac{R_H^T}{R1}\right), \quad R_{БЫХ}^H = \frac{R_{БЫХ}^{ОУ}}{F} = \frac{R_{БЫХ}^{ОУ}}{1 + \left(\frac{R1}{R1 + R_H}\right) \cdot K_U} \rightarrow 0.$$

Исходные данные и расчет аналогичны п. 1.2.2.

Разница в том, что при выборе транзистора мы берем  $U_{0П} > 0 \rightarrow n-p-n$ ,  
 $U_{0П} > 0 \rightarrow p-n-p$ ,

поскольку  $U_{0П}$  подаётся на неинвертирующий вход и на выходе положительный потенциал.

## 2. Согласующие усилители (бустеры)

Они нужны для:

- Согласования параметров предыдущего звена (датчики, сенсоры) с последующим (фильтры, преобразователи);
- Согласования фильтра со специальной нагрузкой.

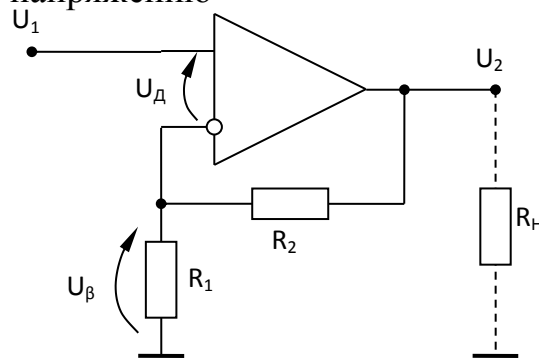
В зависимости от отношения предыдущего и последующего звена требуются те или иные параметры. Рассмотрим 4 типа бустеров.

### 2.1 Каскады с большим входным сопротивлением $R_{BX}$

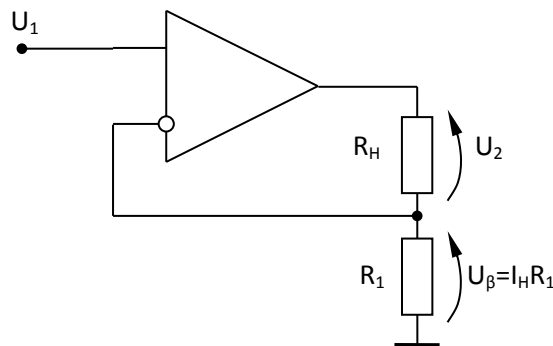
С помощью ОС можно существенно влиять на значения параметров.

Рассмотрим 2 типа каскадов с большим входным сопротивлением  $R_{BX}$  :

1.  $R_{BBLX \min}$ , ОС по напряжению



2.  $R_{BBLX \max}$ , ОС по току



Для схемы 1 использована последовательная ОС по напряжению, часть выходного напряжения подаётся на вход:

$$U_{\beta} = U_2 \cdot \frac{R1}{R1 + R2} = U_2 \cdot \beta, \text{ где } \beta < 1.$$

Для схемы 2 использована последовательная ОС по току, поскольку:

$$U_{\beta} = I_H \cdot R1.$$

Нас интересует коэффициент передачи, чем он определяется и что влияет на точность задания коэффициента передачи.

Для схемы 1:

$$K_U^{oc} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_d + U_\beta} = \frac{U_2}{\frac{U_2}{K_U} + U_2 \cdot \beta} = \frac{K_U}{1 + K_U \cdot \beta} = \frac{K_U}{F},$$

где  $U_d = \frac{U_2}{K_U}$  – параметр ОУ.

В знаменателе выражения для определения коэффициента передачи – глубина обратной связи. Если она достаточно большая и единицей можно пренебречь, тогда сокращенное выражение будет иметь вид:

$$K_U^{oc} = \frac{1}{\beta} = \frac{R1 + R2}{R1}.$$

Возникают погрешности. Ведь точное выражение имеет вид:

$$K_U^{oc} = \frac{K_U}{1 + \frac{R1}{R1 + R2} \cdot K_U} = \frac{R1 + R2}{R1 + \frac{R1 + R2}{R1 \cdot K_U}} \quad \text{и отличается компонентом } \frac{R1 + R2}{R1 \cdot K_U}, \text{ если } K_U$$

большое. Посмотрим, к чему приводит пренебрежение единицей.

Рассмотрим пример:

Пусть  $K_U = 10^4$ . Требуется получить:

$K_U^{oc}$	$\frac{R2}{R1}$	$\frac{R1 + R2}{R1 + \frac{R1 + R2}{K_U}}$	$F$	$\delta, \%$
10	9	9.99	1000	0.1
100	99	99.0	100	1.0
1000	999	909.9	10	9

Рассмотрим основные параметры. Поскольку для обеих схем используется последовательная ОС, то влияние ее одинаково (как по току, так и по напряжению).

$$R_{BX}^{oy} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_d + U_\beta}{I_1} = \frac{U_d + U_d \cdot \beta \cdot K_U}{I_1} = \frac{U_d}{I_1} (1 + \beta \cdot K_U) = R_d \cdot F.$$

Где  $R_d = \frac{U_d}{I_1}$  – входное дифференциальное сопротивление;

$F = \frac{K_U}{K_U^{oc}}$  – глубина обратной связи.

Чем глубже ОС, тем больше величина входного дифференциального сопротивления.

Рассмотрим выходное сопротивление для схемы 1:

$$R_{BbIX}^{OC} = \frac{U_{2XX}}{I_{2K3}} = \frac{U_1 \cdot K_U^{OC}}{\frac{U_D \cdot K_U}{R_{BbIX}^{OY}}} = \frac{U_1 \cdot \frac{K_U}{F} \cdot R_{BbIX}^{OY}}{U_1 \cdot K_U} = \frac{R_{BbIX}^{OY}}{F} \rightarrow 0.$$

Чем глубже ООС, тем меньше выходное сопротивление, тем ближе к идеальному источнику напряжения.

Рассмотрим выходное сопротивление для схемы 2:

$$R_{BbIX}^{OC} = \frac{U_{2XX}}{I_{2K3}} = \frac{U_D \cdot K_U}{\frac{U_D}{R_1}} = R_1 \cdot K_U \rightarrow \infty.$$

Ток короткого замыкания определяется входным сигналом при  $F=1$ . Всё входное напряжение при коротком замыкании приложено к  $R_1$ . Выходное сопротивление увеличивается соответственно росту коэффициента передачи напряжения  $K_U$ , определяется сопротивлением  $R_1$  и стремится к бесконечности.

### Порядок проектирования

Исходные данные для схемы 1:  $R_{BX \min}, R_{BbIX \max}, K_U^{OC}, |U_{2\max}|, f_{B.ГП}$ ,

где  $f_{B.ГП}$  – верхняя граничная частота усиления.

#### 1. Выбор ОУ:

Мы сразу должны учитывать, какой будет глубина обратной связи для каждого типа ОУ:

$$F = \frac{K_U}{K_U^{OC}}.$$

Рассмотрим ограничения:

- a)  $R_D > \frac{R_{BX \min}}{F};$
- б)  $R_{BbIX}^{OY} < R_{BbIX \max} \cdot F;$
- в)  $f_{CP} > \frac{f_{B.ГП}}{F};$
- г)  $|U_0^\pm| > |U_{2\max}|.$

где  $f_{CP}$  – частота среза;

$|U_0^\pm|$  – напряжение, определяющее активную область усиления ОУ.

Рассчитываем внешние компоненты.

#### 2. Определение R2:

$$R2 = \sqrt{R_D \cdot R_{BbIX}^{OY}} \rightarrow ДСТУ.$$

Сопротивление определяется как среднее геометрическое между дифференциальным и выходным сопротивлениями. Обычно  $R2$  на два порядка выше выходного сопротивления и на два порядка ниже входного.

Рассеяние мощности:  $P_{R2} = \frac{(U_{2\max})^2}{R2}$ .

### 3. Определение R1:

Можно определять как для точного задания  $K_U$  так и для приближенного.

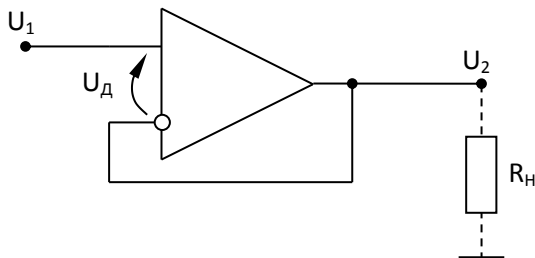
Для приближенного:  $R1 = \frac{R2}{K_U^{OC} - 1} \rightarrow ДСТУ \downarrow$ .

Рассеяние мощности:  $P_{R1} = \left| \frac{U_{2\max}}{K_U^{OC}} \right|^2 \cdot \frac{1}{R1}$ .

Для точного:  $R1 = \frac{R2}{\frac{K_U \cdot K_U^{OC}}{K_U - K_U^{OC}} - 1} \rightarrow ДСТУ \downarrow$ .

Для прецизионных схем со строгим заданием коэффициента усиления, мощность та же.

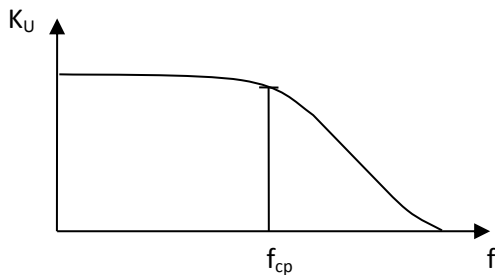
Приведем вариант схемы 1 – частный случай, когда схема используется в режиме повторителя.



$F = K_U$  – максимальная глубина ООС, поскольку  $K_U^{OC} = 1$ . Таким образом, входное сопротивление будет максимальным, а выходное минимальным.

$$R2 = 0, \quad R1 = \infty, \quad R_{BX} = R_{\mathcal{L}} \cdot K_U, \quad R_{BЫX} = R_{BЫX}^{OY}, \quad K_U^{OC} = 1, \quad F = K_U.$$

$f_{B,ГП}$  – теоретическая полоса пропускания, её редко удастся получить такой на практике.



Где  $f_{B,ГП} = f_{CP} \cdot K_U$ .

Скорость нарастания сигнала ограничена. Это связано с внутренними технологическими процессами полупроводниковых компонентов.

Полоса пропускания также зависит от амплитуды. При малых амплитудах воспроизводится частота, а при больших – нет. Максимальная скорость нарастания/спада выходного сигнала:

$$V_{H\max} = \frac{\Delta U_2}{\Delta t}.$$

## 4 Бустеры з малим вхідним опором

### Порядок проектирования

Исходные данные для схемы 1:  $R_{BX \min}, R_{BbIX \max}, K_U^{OC}, |U_{2\max}|, f_{B.ГР}$ ,

где  $f_{B.ГР}$  – верхняя граничная частота усиления.

#### 2. Выбор ОУ:

Мы сразу должны учитывать, какой будет глубина обратной связи для каждого типа ОУ:

$$F = \frac{K_U}{K_U^{OC}}.$$

Рассмотрим ограничения:

- a)  $R_{\text{д}} > \frac{R_{BX \min}}{F};$
- б)  $R_{BbIX}^{OV} < R_{BbIX \max} \cdot F;$
- в)  $f_{CP} > \frac{f_{B.ГР}}{F};$
- г)  $|U_0^{\pm}| > |U_{2\max}|.$

где  $f_{CP}$  – частота среза;

$|U_0^{\pm}|$  – напряжение, определяющее активную область усиления ОУ.

Рассчитываем внешние компоненты.

#### 2. Определение R2:

$$R2 = \sqrt{R_{\text{д}} \cdot R_{BbIX}^{OV}} \rightarrow ДСТУ.$$

Сопротивление определяется как среднее геометрическое между дифференциальным и выходным сопротивлениями. Обычно R2 на два порядка выше выходного сопротивления и на два порядка ниже входного.

Рассеяние мощности:  $P_{R2} = \frac{(U_{2\max})^2}{R2}.$

#### 3. Определение R1:

Можно определять как для точного задания  $K_U$  так и для приближенного.

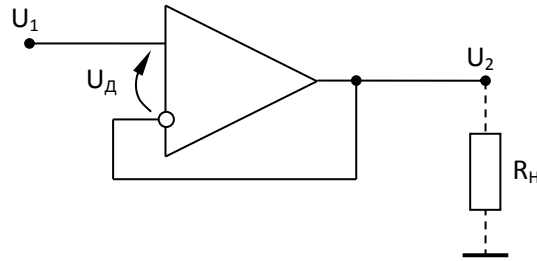
Для приближенного:  $R1 = \frac{R2}{K_U^{OC} - 1} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$

Рассеяние мощности:  $P_{R1} = \left| \frac{U_{2\max}}{K_U^{OC}} \right|^2 \cdot \frac{1}{R1}.$

Для точного:  $R1 = \frac{R2}{\frac{K_U \cdot K_U^{OC}}{K_U - K_U^{OC}} - 1} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$

Для прецизионных схем со строгим заданием коэффициента усиления, мощность та же.

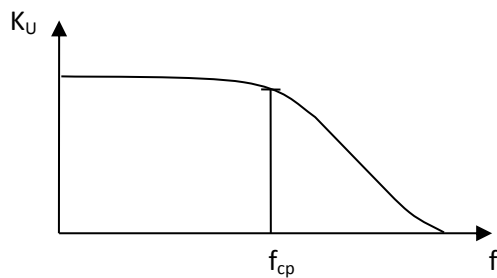
Приведем вариант схемы 1 – частный случай, когда схема используется в режиме повторителя.



$F = K_U$  – максимальная глубина ООС, поскольку  $K_U^{OC} = 1$ . Таким образом, входное сопротивление будет максимальным, а выходное минимальным.

$$R_2 = 0, \quad R_1 = \infty, \quad R_{BX} = R_d \cdot K_U, \quad R_{BbIX} = R_{BbIX}^{OY}, \quad K_U^{OC} = 1, \quad F = K_U.$$

$f_{B,GP}$  – теоретическая полоса пропускания, её редко удастся получить такой на практике.



Где  $f_{B,GP} = f_{CP} \cdot K_U$ .

Скорость нарастания сигнала ограничена. Это связано с внутренними технологическими процессами полупроводниковых компонентов.

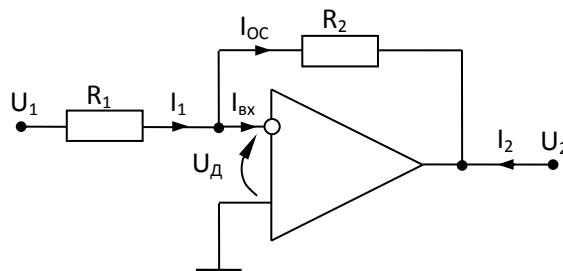
Полоса пропускания также зависит от амплитуды. При малых амплитудах воспроизводится частота, а при больших – нет. Максимальная скорость нарастания/спада выходного сигнала:

$$V_{H \max} = \frac{\Delta U_2}{\Delta t}.$$

## 2.1 Каскады с малым входным сопротивлением $R_{BX}$

Они также нужны для согласования с последующими цепями.

Мы используем фактически ОУ с коротко замкнутым входом. Для этого используются каскады с параллельной ООС по напряжению.



$$R_{BX}^{OC} = \frac{U_d}{I_{BX}} = \frac{U_d}{I_1} = \frac{U_d}{I_{OC}} = \frac{U_d}{\frac{U_d - U_2}{R_2}} = \frac{U_d \cdot R_2}{U_d + U_d \cdot K_U} = \frac{R_2}{1 + K_U} \approx \frac{R_2}{K_U}.$$

Входным током мы пренебрегаем в силу малости, поэтому считаем, что  $I_1 = I_{oc}$ . С другой стороны  $I_{oc}$  определяется как напряжение, приложенное к соответствующим узлам ОУ. Таким образом, мы можем говорить о входном сопротивлении для данной схемы – МОм.

Входной ток:

$$I_1 = \frac{U_1 - U_d}{R1} \approx I_{oc} = \frac{U_d - U_2}{R2}.$$

Коэффициент передачи с ОС (инвертирующее включение):

$$K_U^{oc} = \frac{U_2}{U_1}.$$

Дифференциальное напряжение:

$$U_d = -\frac{U_2}{K_U}.$$

Заменим дифференциальное напряжение данным соотношением и решим относительно  $K_U$ :

$$\frac{U_1 + \frac{U_2}{K_U}}{R1} = \frac{-U_2 - \frac{U_2}{K_U}}{R2}.$$

Запишем в виде: 
$$\frac{U_1}{R1} = -\frac{U_2}{K_U} \left( \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{K_U}{R2} \right) = -\frac{U_2}{K_U} \left( \frac{R1 + R2 + R1 \cdot K_U}{R1 \cdot R2} \right).$$

Тогда выражение для  $K_U^{oc}$ :

$$K_U^{oc} = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{R1R2K_U}{R1(R1 + R2 + K_U R1)} = -\frac{K_U}{1 + \frac{R1}{R2}(1 + K_U)} \approx -\frac{K_U}{1 + \frac{R1}{R2}K_U} = -\frac{K_U}{F} = -\frac{R2}{R1 + \underbrace{\frac{R2}{K_U}}_0} \approx -\frac{R2}{R1}.$$

Ошибка зависит от глубины ОС ( $\frac{R2}{K_U} \rightarrow 0$ , если  $K_U$  достаточно велико).

Входное сопротивление:  $R_{BX} = \frac{U_1}{I_1} = R1.$

Приведем выходное сопротивление – третий основной параметр:

$$R_{BbIX}^{oc} = \frac{U_2^{xx}}{I_2^{K3}} = \frac{U_1 \cdot K_U^{oc}}{(*)U_1 \cdot R2 \cdot K_U} (R1 + R2) R_{BbIX}^{ov} = \frac{R2}{R1 \cdot R2 \cdot K_U} (R1 + R2) R_{BbIX}^{ov} = \frac{R1 + R2}{R1} \cdot \frac{R_{BbIX}^{ov}}{K_U}.$$

Но так записать можно только теоретически для линейной схемы.

Если замкнуть выход, ток будет ограничен сопротивлением  $R_{BbIX}^{ov}$  и источник сигнала –  $U_d^{K3} \cdot K_U$ :

$$(*) I_2^{K3} = \frac{U_d^{K3} K_U}{R_{BbIX}^{ov}} = \frac{U_1 \cdot R2}{(R1 + R2)} \cdot \frac{K_U}{R_{BbIX}^{ov}}.$$



Выходное сопротивление уменьшается по мере роста глубины обратной связи  $F$ . Таким образом, ОУ работает фактически в режиме идеального источника напряжения.

Это справедливо только в том случае, когда имеется зависимость  $K_U$  от частоты.

### Порядок проектирования

Исходные данные:  $K_U^{OC}, R_{BX}^{OC}, R_{BbIX}^{OC}, f_{B.ГП}, U_{1max}$ .

1. Определение  $U_{2max}$ :  $U_{2max} = U_{1max} \cdot K_U^{OC}$ .

2. Выбор ОУ:

$$a) R_{BbIX}^{OV} < R_{BbIX}^{OC} \cdot F;$$

Рассмотрим ограничения:  $b) f_{CP}^{OV} > \frac{f_{B.ГП}}{F};$

$$в) |U^{+(-)}| > |U_{2max}|.$$

3. Определение  $R_2$  в цепи ОС:

$$R_2 = \sqrt{R_d \cdot R_{BbIX}^{OV}} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R_2} = \frac{U_{2max}^2}{R_2}.$$

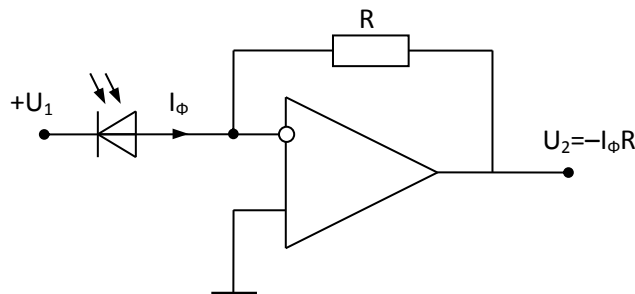
4. Определение  $R_1$ :

$$\text{Приближенно: } R_1 = \frac{R_2}{|K^{OC}|} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Точно: } R_1 = R_2 \frac{K_U - K_U^{OC}}{K_U \cdot K_U^{OC}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R_1} = \frac{U_{1max}^2}{R_1}.$$

Такие каскады часто рассматривают как преобразователи тока в напряжение.



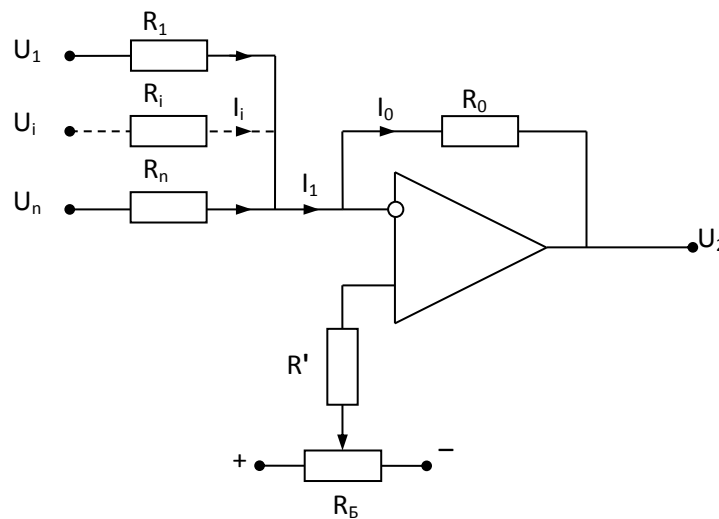
### 3. Проектирование аналоговых сумматоров

В медицинской технике используются не часто. В основном для синтеза сигнала произвольной формы (например, кардиосигнал). Такие сигналы получают при помощи суммирования различных частей более простых сигналов.

Существует три типа сумматоров:

- инвертирующий;
- неинвертирующий;
- алгебраический.

#### 3.1 Инвертирующий аналоговый сумматор



По каждому входу свой коэффициент усиления.

Токи:

$$I_1 = \sum_{i=1}^n I_i = \sum_{i=1}^n \frac{U_i \cdot U_{\text{д}}}{R_i} \approx \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i},$$

$$I_0 = \frac{U_{\text{д}} - U_2}{R_0} = -\frac{U_2}{R_0} = I_1 = \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i}.$$

Считаем, что дифференциальное сопротивление достаточно мало:

$$U_2 = -R_0 \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i} = \sum_{i=1}^n U_i \cdot K_i.$$

Получим некий сумматор. Обозначим:

$$K_i = \frac{R_0}{R_i}.$$

Тогда  $U_2 = -\sum_{i=1}^n K_i \cdot U_i.$

Рассмотрим частный случай:

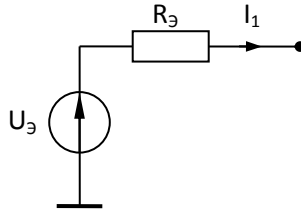
1)  $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_0$ .

Тогда:

Источники действуют независимо друг от друга. Для определения сопротивления по каждому входу:

$$R_{BXi} = R_i.$$

Представим схему эквивалентным генератором:



Где  $R_э = \left[ \sum_i \frac{1}{R_i} \right]^{-1}$ ,  $U_э = R_э \cdot I_1 = R_э \cdot \sum \frac{U_i}{R_i}$ .

Выходное сопротивление для данного случая (оно достаточно мало):

$$R_{BbIX}^{OC} = \frac{R_э + R_0}{R_э} \cdot \frac{R_{BbIX}^{OY}}{K_U}.$$

Эквивалентный коэффициент передачи, для определения частотных свойств:

$$K_U^{OC} = -\frac{R_0}{R_э}.$$

Глубина обратной связи:

$$F = \frac{K_U}{K_U^{OC}} = \frac{R_э \cdot K_U}{R_0}.$$

Таким образом, полоса пропускания и нелинейные искажения пропорциональны глубине обратной связи.

2)  $R_1 = \dots = R_n = n \cdot R_0$ .

Как результат мы получаем среднее арифметическое мгновенных значений:

$$U_2 = -\frac{1}{n} \sum U_i.$$

Источники погрешностей:

- наличие напряжения смещения (из-за несоответствия началу координат)  $\Delta U_{CM}$ ;
- несоответствие из-за наличия  $\Delta I_{BX}, T_{OKP}, \Delta K_U, R_i, R_H, U_{III}$ .

Чтобы характеристика проходила через ноль при нулевом напряжении на входе, необходимо получить ноль на выходе. Для этого с помощью балансирующего потенциометра подаем необходимое напряжение на неинвертирующий вход ОУ.

$K_i = \frac{R_0}{R_i}$ , где  $R_0$  и  $R_i$  дрейфуют во времени, а, следовательно, и  $K_i$  будет

изменяться. Для уменьшения несоответствий необходимо стабилизировать сопротивления, применять термостабилизацию.

### Порядок проектирования

Исходные данные:  $n, U_{i\max}, R_H, \delta U_2, K_i, U_{2\max}, f_{BX.\max}$ ,

где  $n$  – число входов.

#### 1. Проверка корректности поставленной задачи:

$$0 << \underbrace{\frac{\sum_i K_i \cdot |U_{i\max}|}{|U_{2\max}|}}_M \leq 1,$$

где  $M$  – коэффициент масштабирования. Необходимо чтобы  $M$  был близок к единице (это оптимально). Если  $M$  близко к 0, это означает, что сумматор не использует динамический диапазон, работает в режиме, когда отношение сигнал/шум – мало.

$K_i^* = \frac{K_i}{M}$  – модифицированный коэффициент передачи.

#### 2. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

- а)  $|U_0^{+(-)}| > |U_{2\max}|, \quad \pm |U_{III}| = |U_{2\max}| + (1.5...2B);$
- б)  $K_U > \frac{10}{\delta U_2}, \quad \text{где } \delta U_2 = \frac{\Delta U_2}{U_{2\max}} - \text{относительная ошибка};$
- в)  $I_{2\text{ДПП}} > \frac{|U_{2\max}|}{R_H};$
- г)  $f_{CP} \cdot F > \max \{f_{BXi}\};$
- д)  $U_{CM} \cdot K_U < |U_{2\max}| \cdot \delta U_2.$

Условие д) сложно выполнить, поскольку  $U_{CM}$  – заметная величина, и для устранения необходимо использовать балансировку.

#### 3. Определение $R_0$ ОУ:

$$R_0 = \sqrt{R_d \cdot R_{BVI}^{OV}} \rightarrow ДСТУ.$$

Иногда определяют так:

$$R_0 \leq 10 \cdot \left| \frac{U_{2\max}}{I_{2\max}} \right| \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность:  $P_{R_0} = \frac{U_{2\max}^2}{R_0}.$

#### 4. Определение всех сопротивлений $R_i$ :

Эти сопротивления мы находим с помощью коэффициентов передачи, которые модифицированы согласно коэффициенту масштабирования:

$$R_i = \frac{R_0}{K_i^*} \rightarrow ДСТУ.$$

### 5. Определение $R'$ :

Мы находим из условия, что инвертирующее и неинвертирующее сопротивления должны быть одинаковыми, что определяется из конструктивных соображений:

$$R' = \frac{R_{\text{э}} \cdot R_0}{R_{\text{э}} + R_0} \rightarrow ДСТУ.$$

### 6. Определение $R_B$ :

$$R_B = \frac{R'}{10^2 \dots 10^3} \rightarrow ДСТУ.$$

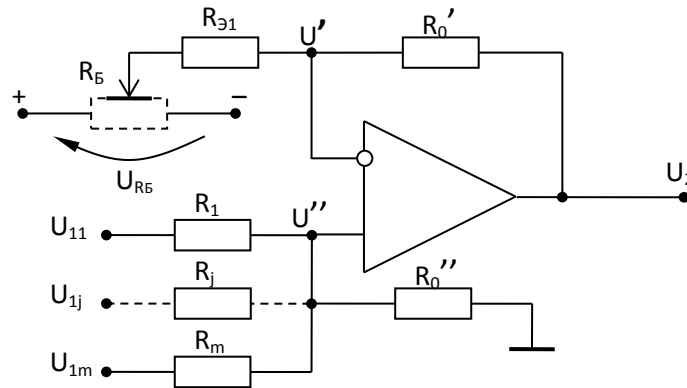
Мощность зависит от подаваемого на  $R_B$  напряжения:

$$P_{R_B} = \frac{(U_{\text{ип1}} + U_{\text{ип2}})^2}{R_B}.$$

### 7. Определение $\Delta U_2$ и относительной ошибки $\delta U_2 = \frac{\Delta U_2}{|U_{2\text{max}}|}$ .

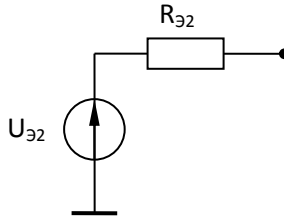
## 6 Неінвертуючі суматори

### 3.2 Неинвертирующий аналоговый сумматор



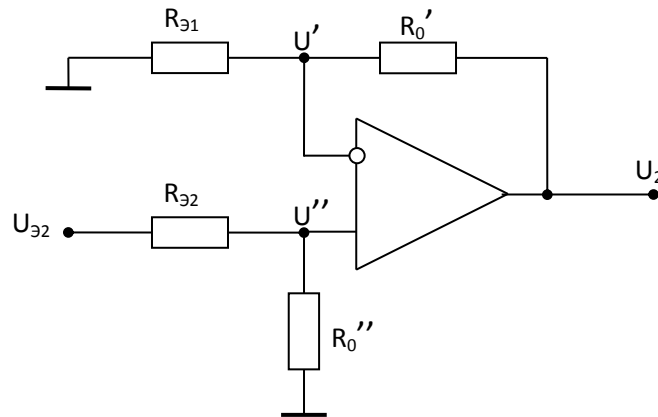
$U'$  и  $U''$  – потенциалы в точках на инвертирующем и неинвертирующем входах соответственно.

Множество входов представим эквивалентным генератором:



$$\text{Где } R_{\Sigma 2} = \left[ \sum_{j=1}^m \frac{1}{R_j} \right]^{-1}, \quad U_{\Sigma 2} = R_{\Sigma 2} \cdot \sum_{j=1}^m \frac{U_{1j}}{R_j}.$$

В расчетах можно пользоваться упрощенным вариантом схемы:



Условие независимости двух источников:

$$U'' = U_{\Sigma 2} \frac{R_0''}{R_{\Sigma 2} + R_0''} \approx U' = U_2 \frac{R_{\Sigma 1}}{R_{\Sigma 1} + R_0''}.$$

Поскольку ОУ в линейном режиме:  $U' \approx U''$ .

Найдем выходное напряжение:

$$U_2 = U_{\text{Э2}} \frac{R_0''}{R_0'' + R_{\text{Э2}}} \cdot \frac{R_{\text{Э1}} + R_0'}{R_{\text{Э1}}} \rightarrow U_2 = U_{\text{Э2}} \frac{R_0}{R_{\text{Э}}} = \frac{R_0}{R_{\text{Э}}} R_{\text{Э}} \sum_{j=1}^m \frac{U_{1j}}{R_j} = \sum_{j=1}^m K_j \cdot U_{1j}.$$

Выберем:  $\ast \begin{cases} R_0' = R_0'' = R_0 \\ R_{\text{Э1}} = R_{\text{Э2}} = R_{\text{Э}} \end{cases}$ , где  $K_j = \frac{R_0}{R_j}$  – коэффициент передачи по каждому

из входов.

Условие суммирования с положительным знаком без инвертирования.

### **Порядок проектирования**

Исходные данные:  $m, U_{i_{\max}}, R_H, \delta U_2, K_i, U_{2\max}, f_{BX.\max}$ , где  $m$  – число входов.

Пункты выбора компонентов 1–4 см. пункт 3.1.

5. Определение  $R_{\text{Э1}}$ :  $R_{\text{Э1}} = \left[ \sum_{j=1}^m \frac{1}{R_j} \right]^{-1} \rightarrow ДСТУ$ .

Мощность:  $P_{R_{\text{Э1}}} = \frac{(U_{\text{Э2max}})^2}{R_{\text{Э1}}}$

Погрешность задания сопротивления должна быть выбрана из ряда:

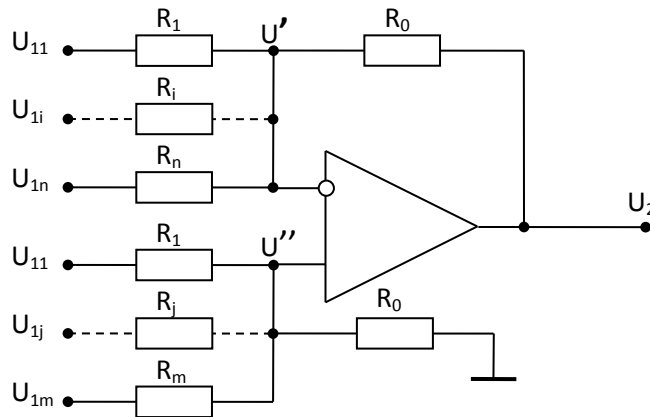
$$\delta_{R_{\text{Э1}}} = \frac{\Delta R_{\text{Э1}}}{R_{\text{Э1}}} \ll \delta U_2.$$

6. Определение  $R_B$ :  $R_B = \frac{R_{\text{Э1}}}{10^2 \dots 10^3} \rightarrow ДСТУ$ .

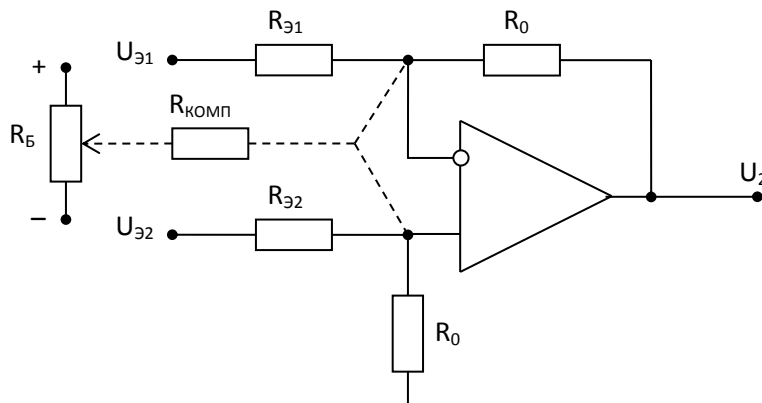
Мощность:  $P_{R_B} = \frac{U_{R_B}^2}{R_B}$ .

7. Определение суммарной погрешности и относительной суммарной погрешности  $\Delta U_2, \delta U_2$ .

### 3.3 Разностный аналоговый сумматор



Сведем эту схему со многими входами к схеме с эквивалентным генератором.



Выходное напряжение находим по принципу суперпозиции:

$$U_2 = \sum_{j=1}^m K_j U'_{1j} - \sum_{i=1}^n K_i U'_{1i}.$$

Мы получили две знакопеременных группы. Частный случай  $m=n=1$  – вычитатель.

Необходимо, чтобы выходное напряжение находилось в нужном допустимом динамическом диапазоне.

#### Порядок проектирования

Исходные данные:  $n, m, U_{i_{\max}}, R_H, \delta U_2, K_i, U_{2_{\max}}, f_{BX.\max}$ , где  $m, n$  – число входов.

#### 1. Масштабирование:

Нужно вычислить отдельные масштабы:



$$M = M^+ + M^- = \frac{\sum_{j=1}^m K_j \cdot |U_{1j \max}| + \sum_{i=1}^n K_i \cdot |U_{1i \max}|}{|U_{2 \max}|}.$$

Затем введем коррекцию в коэффициенты передачи:

$$K_i^* = \frac{K_i}{M}, \quad K_j^* = \frac{K_j}{M}.$$

Пункты выбора компонентов 2–3 см. пункт 3.1.

#### 4. Определение сопротивлений $R_i$ и $R_j$ :

$$R_i = \frac{R_0}{K_i^*} \rightarrow ДСТУ, \quad R_j = \frac{R_0}{K_j^*} \rightarrow ДСТУ.$$

$$\text{Мощность: } P_{R_{i,j}} = \frac{|U_{1i,j}|_{\max}^2}{R_{i,j}} \rightarrow ДСТУ.$$

Погрешность определения данных сопротивлений:

$$\delta R_{i,j} \ll \delta U_2.$$

#### 5. Определение $R_K$ :

Мы случайным образом задали входные источники, а, следовательно, проводимости эквивалентных источников не равны. Таким образом, необходимо ввести выравнивающий компенсирующий элемент, который в зависимости от соотношения проводимости подключается туда, где сопротивление больше. Компенсирующее сопротивление находим из формулы:

$$R_{\text{КОМП}} = \left| \frac{1}{R_{\text{Э1}}} - \frac{1}{R_{\text{Э2}}} \right|^{-1} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность может быть исчезающе малой:

$$P_{R_{\text{КОМП}}} = \frac{\left( U_{1\text{Э} \max} \cdot \frac{R_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}} + R_0} \right)^2}{R_{\text{КОМП}}}.$$

$$6. \text{ Определение } R_B \text{ : } R_B = \frac{R_{\text{КОМП}}}{10^2 \cdot 10^3} \rightarrow ДСТУ.$$

#### 7. Анализ погрешностей $\Delta U_2, \delta U_2$ :

## 8 Инвертующи интегратори

### 4. Проектирование аналоговых интеграторов

Аналоговые интеграторы находят очень широкое применение:

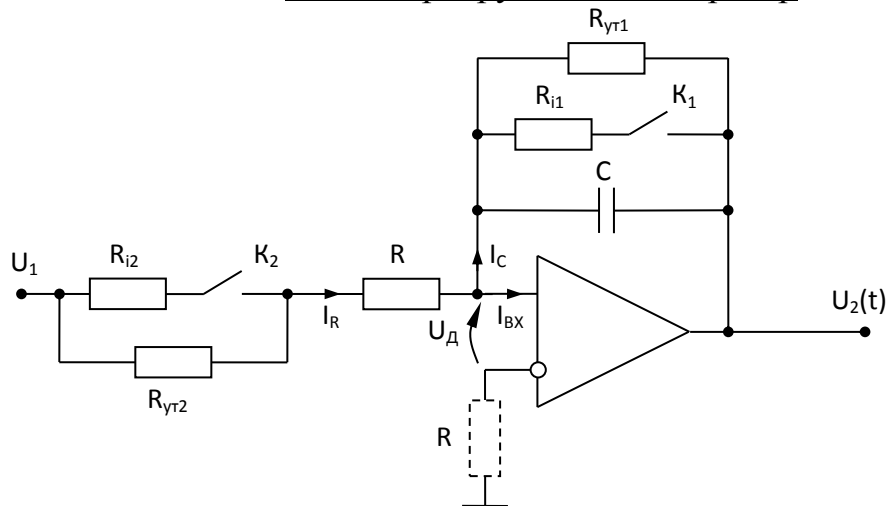
- в преобразователях;
- для аналоговых вычислений;
- для решения дифференциальных уравнений в реальном времени и т.д.

Интеграторы склонны к накоплению как полезного сигнала, так и ошибки, поэтому к анализу погрешностей нужен особый подход (ограничения).

Существует 3 вида интеграторов:

- инвертирующий;
- неинвертирующий;
- разностный.

#### 4.1 Инвертирующий интегратор



Где  $I_R = I_C$ , если пренебречь  $I_{BX}$ .

Ключ K1: идеальный ключ с его реальными параметрами, управляемый внешним сигналом.

Сопротивление утечки —  $R_{ym}$  в замкнутом состоянии огромно, но не бесконечно;  $R_i$  — сопротивление мало в разомкнутом состоянии.

Ключ K2: такой же ключ ставим на входе.

Для медленнодействующих схем такими ключами могут быть контакты реле (сейчас они применяются крайне редко).

Рассмотрим режимы.

№	K <sub>1</sub>	K <sub>2</sub>	Режимы
1	замкнут	замкнут	“Установка начальных условий”
2	замкнут	разомкнут	“Режим интегрирования”
3	разомкнут	замкнут	“Режим сброса в 0”
4	разомкнут	разомкнут	“Устройство выборки и хранения”

1. Коэффициент передачи при установке начальных условий определяется входным напряжением с учетом всех сопротивлений:

$$U_2(t_0) = -U_1(t_0) \frac{R_{i1}}{R_{i2} + R} = U_c(t_0).$$

Таким образом, под действием входного напряжения на выходе сформировался какой-то сигнал  $U_{20}$ , который равен напряжению на конденсаторе.

2. Режим интегрирования.

Выходной сигнал является интегралом входного сигнала в определённом промежутке времени  $[t_0; t]$ :

$$U_2(t) = U_2(t_0) - \frac{1}{C} \int_{t_0}^t \frac{U_1(t)}{R + R_{i2}} dt \approx U_2(t_0) - \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^t U_1(t) dt.$$

$\tau = RC$  – постоянная интегрирования, которая определяет скорость изменения процессов. Она выбирается из условия обеспечения допустимого динамического диапазона для выходного напряжения.

3. Режим сброса в 0.

Наличие емкостной ООС, вход отключен.

4. Режим устройства выборки хранения.

Напряжение на конденсаторе практически неизменно, ошибка определяется величиной утечки (если сопротивление утечки  $R_{ym} \rightarrow \infty$ , то информация хранится бесконечно долго).

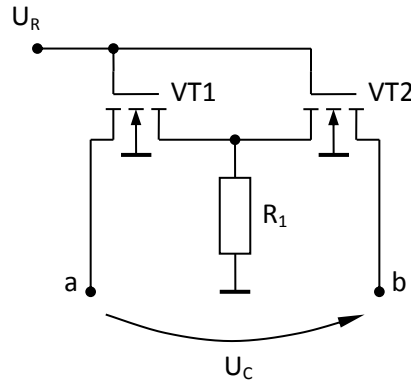
Источники погрешности:

1. Сопротивление утечки  $R_{yT1}$ ,  $R_{yT2}$ ;
2. Сопротивление замкнутого ключа  $R_{i1}$ ,  $R_{i2}$ ;
3. Напряжение смещения нуля  $U_{cm}$ ;
4. Входной ток  $I_{BX}$ ;

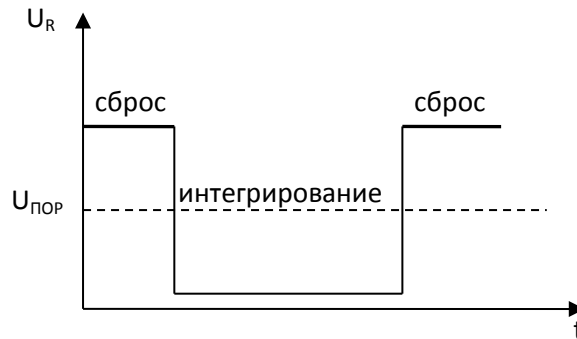
Входной ток не равен нулю, для уменьшения влияния этого тока ставят выравнивающий резистор. Тогда конденсатор заряжается не входным током, а разностным. Погрешность уменьшается в 3..5 раз.

5.  $R \cdot C = \tau$  Дрейф и старение R и C.

Может отсутствовать ключ K2, но обязательно присутствует K1. Не существует ключей с бесконечным сопротивлением  $R_i$ , а значит, есть утечка. Избавиться от неё можно с помощью ключа на МДП-VT.



Ключ близок к идеальному, а, следовательно, для хранения информации можно пользоваться малыми емкостями.



Если входное напряжение сброса больше порогового напряжения, оба транзистора открыты, происходит разряд конденсатора. Когда подаем запирающий сигнал, выходное напряжение прикладывается к двум запертым транзисторам, у каждого из которых имеется своя небольшая утечка через закрытый канал. Ток через них практически отсутствует.

Рассмотрим частный случай.

Пусть  $U_1(t) = \text{const}$ . Тогда  $U_2(t)$  – линейная функция от времени.

$$U_2(t) = U_2(t_0) - \frac{U_1}{\tau} \cdot t,$$

$$t_{\max} \leq \frac{U_0^M \cdot \tau}{U_{1\max}}.$$

Из последнего условия можно найти ограничение для  $\tau$ .

### Порядок проектирования

Исходные данные:  $U_{1\max}, U_{2\max}, t_{\max}, \delta U_2, U_{20\max}, R_H$ .

#### 5. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$a) \quad K_U > \frac{10}{\delta U_2} \cdot \left| \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} \right|;$$

$$б) \quad |U_0^{+(-)}| > |U_{2\max}|;$$

$$в) \quad I_{CM} \rightarrow 0, U_{CM} \rightarrow 0;$$

$$г) \quad I_{2\text{ДОП}} \geq \frac{|U_{2\max}|}{R_H}.$$

2. Определение  $\tau$ :  $\tau \geq t_{\max} \left| \frac{U_{1\max}}{U_0} \right|.$

3. Определение сопротивления:  $R = \sqrt{\frac{|U_{1\max}|}{I_{2\text{доп}}} \cdot \frac{R_2}{\delta U_2}} \rightarrow ДСТУ.$

Мощность:  $P_R = \frac{U_{1\max}^2}{R}.$

4. Определяем величину ёмкости:  $C = \frac{\tau}{R} \rightarrow ДСТУ.$

5. Выбор транзисторов ключа VT1 и VT2:

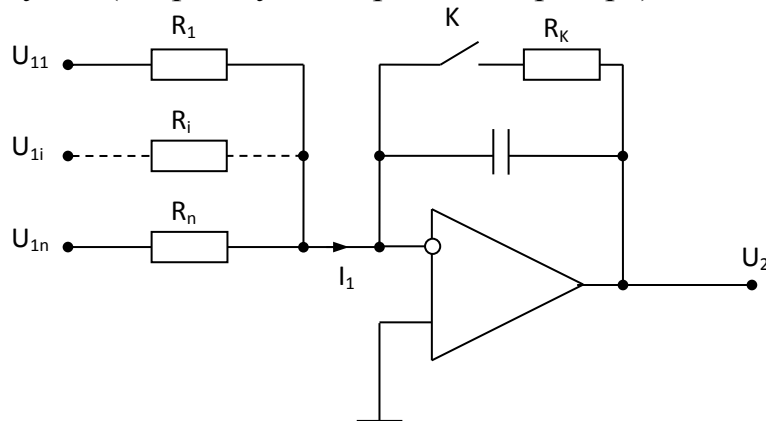
a)  $U_{см\ доп} > |U_0|;$

б)  $I_{с\ доп} > \frac{|U_{1\max}|}{R}, \frac{|U_0|}{R_K};$

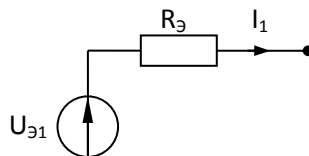
в)  $R_{VT} \gg \frac{R}{\delta U_2};$

г)  $R_i = R_K < R \left| \frac{U_{20\max}}{U_{1\max}} \right|.$

Частный случай (гибрид сумматора и интегратора).



Транзисторный ключ обеспечивает нулевые начальные условия. В открытом состоянии имеет ненулевое сопротивление  $R_K$  (неидеальный ключ). Мы работаем в режиме короткого замыкания, а значит  $I_1$  — ток короткого замыкания.



Где  $R_{\Sigma} = \left[ \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \right]^{-1}$ ,  $U_{\Sigma} = R_{\Sigma} \cdot I_1 = R_{\Sigma} \sum_{i=1}^n \frac{U_{1i}}{R_i}.$

$$U_2(t) = U_2(t_0) - \frac{1}{C} \int_0^t \left[ \frac{U_{11}}{R_1} + \dots + \frac{U_{1n}}{R_n} \right] dt, \text{ где } U_2(t_0) - \text{начальные условия};$$

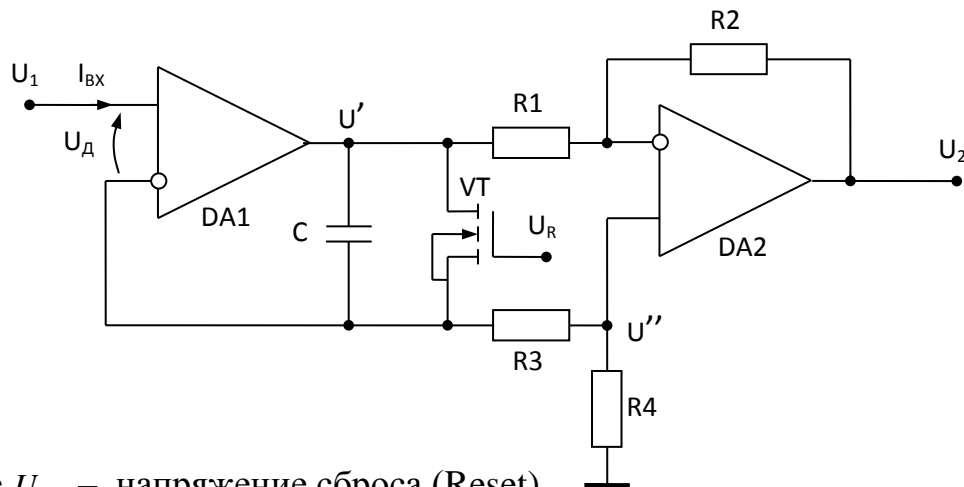
определяются для случая, когда ключ замкнут (случай сумматора):

$$U_2(t_0) = -U_{\text{э1}} \frac{R_K}{R_3}.$$

Выходное сопротивление определяется глубиной обратной связи. Сопротивления по каждому входу практически равны:  $R_{\text{BXi}} = R_i$ .

$R_i$  – чаще всего малые величины и это не всегда удобно.

#### 4.2 Инвертирующий интегратор с большим входным сопротивлением $R_{\text{BX}}$



Где  $U_R$  – напряжение сброса (Reset).

Каждый ОУ охвачен ООС: на DA2 ООС по напряжению, на DA1 последовательная ООС, которая увеличивает входное эквивалентное сопротивление. Входной ток исчезающе мал, и таким образом, данный интегратор не будет нагружать источник сигнала.

Получим выражение для выходного напряжения и определим условия идеального интегрирования.

Так как схема линейна, можно рассматривать как суперпозицию влияние  $U'$  и  $U''$  на выходной сигнал:

$$U'' = U_1 \frac{R_4}{R_3 + R_4}; \quad U' = U_1 \left( 1 + \frac{Z_C}{R_3 + R_4} \right);$$

$$Z_C(p) = \frac{1}{pC}.$$

$$U_2 = U'' \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U' \frac{R_2}{R_1} = U_1 \left[ \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{1}{p\tau} \right) \right] = \frac{U_1(p)}{R_1} \left( \frac{R_1(R_1 + R_2)}{R_3 + R_4} - R_2 \frac{1}{p\tau} \right), \text{ где}$$

$$\tau = C(R_3 + R_4).$$

Ключ замкнут – случай установки начальных условий;

разомкнут – случай интегрирования.

Для оптимального интегрирования необходимо, чтобы осталась величина, зависящая только от времени. Для этого, коэффициент, который искажает интегрирование должен стремиться к нулю:

$$\frac{R4 \cdot (R1 + R2)}{R3 + R4} - R2 \rightarrow 0.$$

Сформулируем условие:

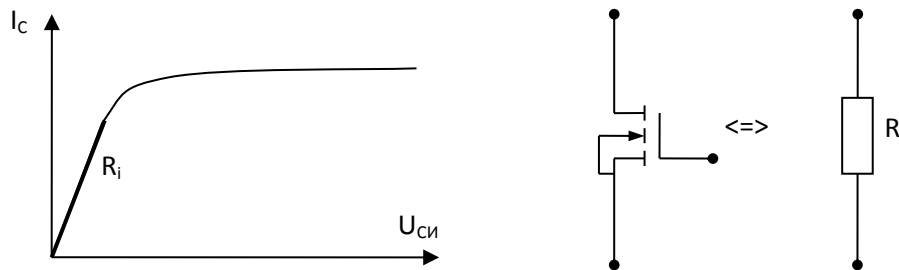
$$\boxed{\frac{R2}{R1} = \frac{R4}{R3}}.$$

Запишем оригинал и изображение:

$$U_2(t) = U_2(t_0) - \frac{R2}{R1 \cdot \tau} \int_0^t U_1(t) dt,$$

$$U_2(p) = \frac{U_1(p) \cdot R2 \cdot Z_C}{R1(R3 + R4)}.$$

У открытого транзистора омическое сопротивление соответствует дифференциальному  $R_i$ , оно мало, но его необходимо учитывать.



Начальные условия:  $U_2(t_0) = -\frac{U_1(t_0) \cdot R2 \cdot R_i}{R1(R3 + R4)}.$

Конденсатор закорочен и вместо него в формулу подставляем  $R_i$ . Это дифференциальное сопротивление  $R_i$  определяет начальные условия, с которых начинается интегрирование.

Если  $R_i \ll (R3 + R4)$ , тогда  $U_2(t_0) \rightarrow 0$ .

Недостаток: ключ не заземлен.

### Порядок проектирования

Исходные данные:  $|U_{1\max}|, |U_{2\max}|, U_2(t_0)_{\max}, \delta U_2, R_{BX\min}, t_{\max}, R_H, K = \frac{R1}{R2} = \frac{R4}{R3}.$

#### 1. Выбор DA1 и DA2:

$$a) \quad K_U > 10 \left| \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} \right| \cdot \frac{1}{\delta U_2};$$

$$б) \quad R_D > \frac{R_{BX\min}}{K_U};$$

Сформулируем ограничения:

$$в) \quad |U_0^{+(-)}| > |U_{2\max}|;$$

$$г) \quad I_{2\text{доп}} > \frac{|U_{2\max}|}{R_H}.$$

2. Определение R2 и R4:  $R2 = R4 = \sqrt{R_{\text{д}} \cdot R_{\text{БВЛХ}}^{\text{ОВ}}} \rightarrow \text{ДСТУ}.$

Мощность:  $P_{R2, R4} = \frac{U_{2\text{max}}^2}{R2, R4}.$

3. Определение R1 и R3:  $R3 = R1 = \frac{R_2}{K} \rightarrow \text{ДСТУ}.$

Мощность:  $P_{R1, R3} = \left(\frac{U_{2\text{max}}}{K}\right)^2 \frac{1}{R1, R3}.$

4. Определение постоянной интегрирования  $\tau$ :

$$\tau \geq \frac{|U_{1\text{max}}| t_{\text{max}}}{|U_{2\text{max}}|}.$$

5. Определение ёмкости C:

$$C = \frac{\tau}{R3 + R4} \rightarrow \text{ДСТУ} \uparrow.$$

6. Выбор VT:

Рассмотрим ограничения:

$$a) \quad U_{\text{СИ ДОП}} > |U_0|;$$

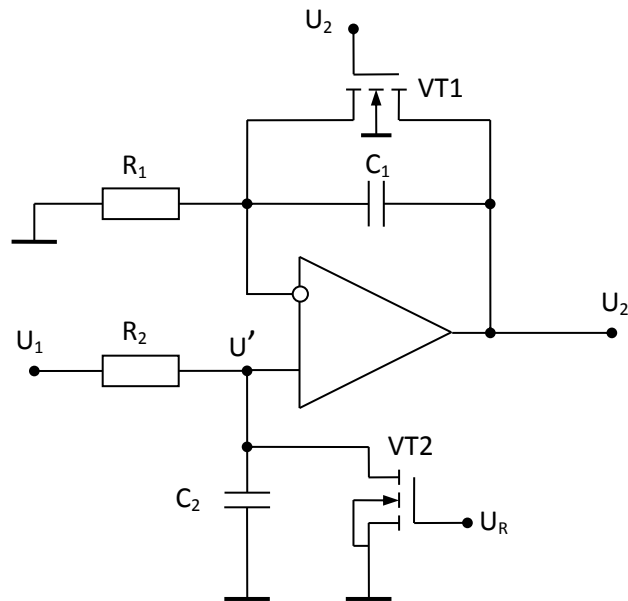
$$б) \quad R_i < \left| \frac{U_2(t_0)_{\text{max}}}{U_{1\text{max}}} \right| (R3 + R4);$$

$$в) \quad R_{VT} > 10 \frac{R_{\text{д}}}{\delta U_2}.$$



## 9 Неінвертуючі інтегратори

### 4.3 Неинвертирующий интегратор



Напряжение  $U_2$  определяется с учетом ОС:

$$U_2(p) = U' \left( 1 + \frac{Z_{C1}}{R1} \right) = U_1(p) \frac{Z_{C2}}{R2 + Z_{C2}} \cdot \frac{R1 + Z_{C1}}{R1} = U_1(p) \frac{Z_C}{R} = \frac{U_1(p)}{pRC}.$$

$$R1 = R2 = R$$

Если выполняется условие:  $C1 = C2 = C$ , мы получим идеальный

$$R_{i1} = R_{i2} = R_i$$

неинвертирующий интегратор.

$$U_2(t) = U_2(t_0) + \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^t U_1(t) dt,$$

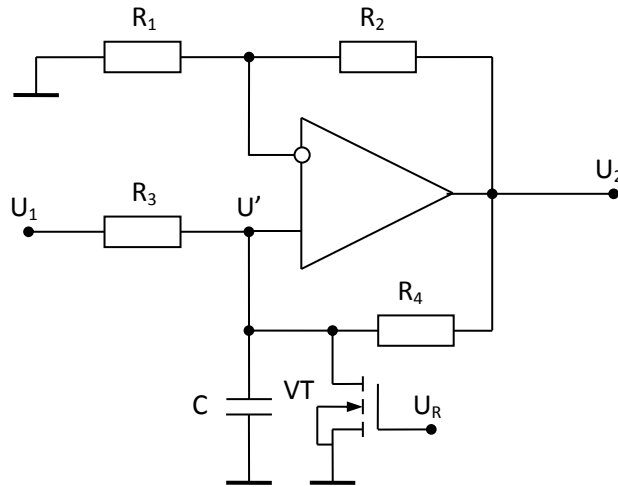
$$\text{начальные условия } U_2(t_0) = U_1(t_0) \frac{R_i}{R}.$$

Есть две времязадающие цепи, это неудобно.

**Расчет аналогичен пункту 4.1.**

Желательно в качестве ключей использовать транзисторы VT с заземлённым истоком, чтобы можно было получить чёткие условия сброса, которые не будут зависеть от условий интегрирования.

Построим неинвертирующий интегратор с одной времязадающей цепочкой:



В схеме действует параллельная ПОС. Схема может быть устойчивой или неустойчивой, в зависимости от преобладания ПОС или ООС.

Проанализируем:

$$U_2(p) = U' \frac{R1 + R2}{R1} = KU', \text{ где } K = \frac{R1 + R2}{R1}.$$

Поскольку схема линейна, рассмотрим вклад каждого из напряжений в напряжение  $U'$ :

$$\begin{aligned} U' &= U_1(p) \frac{Z_c \parallel R4}{R3 + Z_c \parallel R4} + U_2(p) \frac{Z_c \parallel R3}{R3 + Z_c \parallel R3} = U_1(p) \frac{Z_c R4}{R3 \cdot R4 + Z_c R3 + Z_c R4} + U_2(p) \frac{Z_c R3}{R3 \cdot R4 + Z_c R3 + Z_c R4} = \\ &= \left| Z_c = \frac{1}{pC} \right| = U_1(p) \frac{R4}{R3 + R4 + pCR3 \cdot R4} + U_2(p) \frac{R3}{R3 + R4 + pCR3 \cdot R4} = |Z = R3 + R4 + pCR3R4| = \\ &= U_1(p) \frac{R4}{Z} + U_2(p) \frac{R3}{Z}; \end{aligned}$$

$$\text{Тогда: } U_2(p) = \frac{K \cdot R4}{Z} U_1(p) \frac{1}{1 - \frac{K \cdot R3}{Z}} = \frac{K \cdot R4 \cdot U_1(p)}{Z - K \cdot R3}.$$

Для получения идеального интегратора необходимо, чтобы:

$$R3 \cdot R4 = K \cdot R3 = \frac{R1 + R2}{R1} R3.$$

Отсюда получаем условие идеального интегрирования:

$$\boxed{\frac{R4}{R3} = \frac{R2}{R1}}.$$

Для идеального интегратора глубина ПОС и ООС должны быть одинаковы, а это значит, что схема на границе устойчивости. ПОС инерционна, таким образом, схема не должна быть склонна к самовозбуждению.

Если последнее условие выполняется, переходим к оригиналу:

$$U_2(t) = U_2(t_0) + \frac{K \cdot R4}{CR3 \cdot R4} \int_{t_0}^t U_1(t) dt, \text{ где } t_0 - \text{ время когда транзистор запирается и}$$

начинается интегрирование.

$$\tau = \frac{C \cdot R3 \cdot R1}{R1 + R2}.$$

Определим начальное условие:

$$U_2(p) = \frac{K \cdot R4 \cdot U_1(p) Z_c}{R3 \cdot R4}, \text{ где } \frac{1}{pC} \rightarrow R_i.$$

$$\text{Тогда: } U_2(t_0) = \frac{K \cdot R_i}{R3} U_1(t_0).$$

### **Порядок проектирования**

Исходные данные:  $|U_{1\max}|, |U_{2\max}|, U_2(t_0)_{\max}, \delta U_2, R_{BX\min}, t_{\max}, R_H, K, R_\Gamma.$

**1. Выбор ОУ:** см. пункт 4.2.

**2. Определение  $R2 = R4$ :**

$$\left. \begin{aligned} R2 = R4 &= \sqrt{R_d R_{ВЫХ}^{OV}} \\ R2 = R4 &= 20 \frac{U_0}{I_{2,ДОП}} \end{aligned} \right\} \rightarrow ДСТУ, \text{ max из этих двух значений выбирается из ряда.}$$

Мощность:  $P_{R2,R4} = \frac{U_0^2}{R2,4}$ , где  $U_0$  – напряжение ограничения.

**3. Определение постоянной интегрирования  $\tau$ :**

$$\tau \geq \frac{K |U_{1\max}|}{|U_{2\max}|} t_{\max}.$$

**4. Определение  $R1$ :**  $R1 = \frac{R2}{K-1} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$

$$\text{Мощность: } P_{R1} = \left( \frac{U_{2\max}}{K} \right)^2 \frac{1}{R1}.$$

**5. Определение  $R3$ :**  $R3 = R1 - R_\Gamma \rightarrow ДСТУ.$

$$\text{Мощность: } P_{R3} = \frac{U_{1\max}^2}{R3}.$$

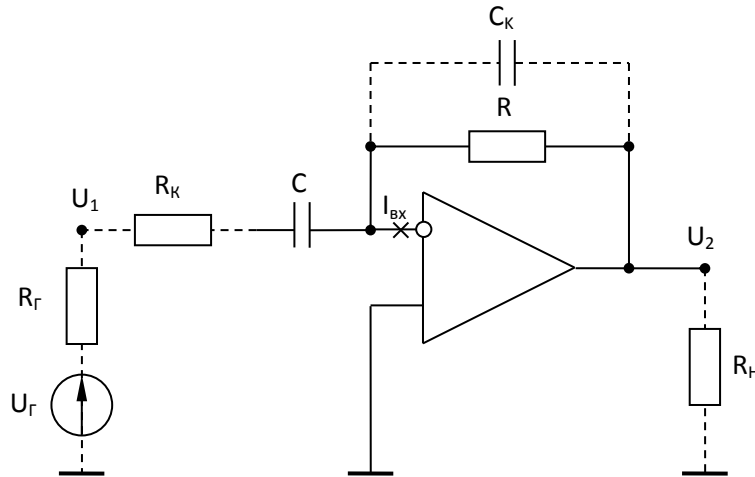
**6. Определение ёмкости  $C$ :**  $C = \frac{\tau}{R3} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$

**7. Выбор VT:** см. пункт 4.2.

## 5. Аналоговые дифференциаторы (АД)

Основная задача аналоговых дифференциаторов – это получение производной от входного сигнала.

### 5.1 Инвертирующий АД



Выходное напряжение:

$$U_2(p) = -U_1(p) \cdot \frac{R}{z_c} = \left| z_c = \frac{1}{pC} \right| = -U_1(p) \cdot p \cdot \frac{R \cdot C}{\tau},$$

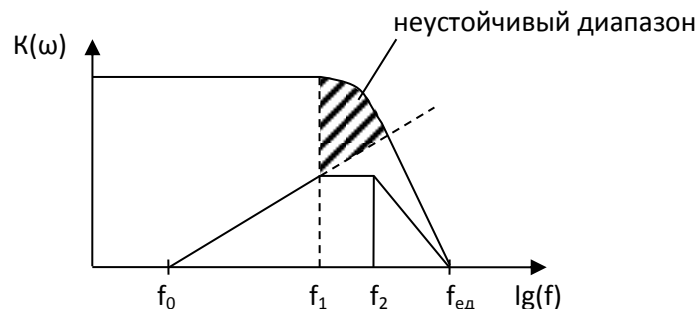
где  $\tau$  – постоянная времени дифференцирования.

$$U_2(t) = U_2(t_0) - \tau \cdot \frac{dU_1(t)}{dt}$$

Постоянная составляющая определяется только обратной связью (без входного сигнала):  $F = K_U$ .

Таким образом, напряжение смещения нуля на выходе будет равно напряжению смещения нуля на входе:  $U_2(t_0) = U_{CM}$ .

Рассмотрим как ведёт себя такая схема в частотном диапазоне. Коэффициент передачи:  $K_U = -p\tau \Rightarrow -j\omega\tau = -j\tau \cdot 2\pi f = -2\pi f\tau \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}$ .



Диапазон дифференцирования можно рассматривать до максимальной частоты  $f_1$ . На достаточно высоких частотах схема теряет устойчивость (быстро растёт сигнал, глубина обратной связи уменьшается, поскольку уменьшается коэффициент передачи напряжения). Чтобы дальше обеспечить устойчивость необходимо ввести корректирующее напряжение:

$$K_U \rightarrow \frac{R}{R_K}.$$

Чтобы обеспечить спад АЧХ дифференциатора на частоте  $f_2$ , вводят корректирующую ёмкость  $C_K$ . Чтобы спад АЧХ, обеспечиваемый обратной связью наступил раньше, чем спад АЧХ, обусловленный самим ОУ (чтобы  $f \neq 0$ ):

- в диапазоне от  $f_0$  до  $f_1$  схема работает как дифференциатор;
- в диапазоне от  $f_1$  до  $f_2$  схема работает как масштабный усилитель;
- в диапазоне от  $f_2$  до  $f_{ЕД}$  (частоты единичного усиления) схема работает как интегратор.

$$\lg f_{ЕД} = 0.$$

- $f_0$  - частота, при которой коэффициент передачи  $K(\omega) = 1$ :

$$K_U(\omega) = 1; \quad R = z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{\tau}{jC};$$

$$\tau = R \cdot C = 2\pi \cdot f_0; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}.$$

- $f_1$  - частота, определяемая корректирующим сопротивлением  $R_K$ :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_K},$$

$$R_K \ll R.$$

где  $f_{\max}$  - максимальная частота проектируемого дифференциатора:

$$f_{\max} \leq f_1.$$

- $f_2$  - частота, определяемая корректирующей ёмкостью  $C_K$ :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C_K}.$$

Корректирующая ёмкость  $C_K$  в основном используется для подавления высокочастотных шумов в выходном сигнале.

Дифференциатор не сглаживает шумы, как интегратор, а «подчёркивает» их.

Достоинства схемы:

- схема стабильна, в ней отсутствует дрейф выходного сигнала;
- максимальная обратная связь по постоянному току;
- отсутствует накопление ошибок.

Недостатки схемы:

- усиливает шумы входного сигнала;

- входное сопротивление  $z_{BX}$  частотнозависимо и определяется сопротивлением ёмкости:  $z_{BX} = z_C$ . Чем выше частота сигнала, тем меньше входное сопротивление  $z_{BX}$ , а, следовательно, тем больше нагружается источник сигнала.

### Порядок проектирования

Исходные данные:  $\left| \frac{dU_1}{dt} \right|_{\max} (f_{\max}, U_{1\max}), \delta U_2, |U_{2\max}|, R_{Г\max}, R_H$ .

#### 1. Определение постоянной времени дифференцирования $\tau$ :

$$\tau \leq \left| \frac{U_{2\max}}{\frac{dU_1}{dt}} \right|.$$

#### 3. Выбор ОУ:

$$a) V \geq \tau (2\pi \cdot f_{\max})^2 \cdot U_{1\max};$$

$$б) K_U > \frac{10}{\delta U_2} \left| \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} \right|;$$

Рассмотрим ограничения:

$$в) U_0^{+(-)} \geq |U_{2\max}|;$$

$$г) I_{доп} > \frac{U_{2\max}}{R_H}.$$

#### 3. Определение сопротивления в цепи ОС:

$$R = \sqrt{R_{д} \cdot R_{ВЫХ}^{ОУ}} \rightarrow ДСТУ.$$

$$\text{Мощность: } P_R = \frac{U_{2\max}^2}{R}.$$

#### 4. Определение ёмкости: $C = \frac{\tau}{R} \rightarrow ДСТУ \downarrow$ .

#### 5. Определение значения корректирующего сопротивления:

Существует два варианта определения:

$$1) \text{ Фолкенберри: } R_K = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\max} \cdot C} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R_K} = \frac{U_{1\max}^2}{R_K}.$$

$$2) \text{ Щербаков: } R_K = \frac{2 \cdot R}{K_U(f_3)}, \text{ где } f_3 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi \cdot f_{ЕД}}{R \cdot C}}.$$

Используется только в том случае, когда приведена АЧХ усилителя.

$$\text{Мощность: } P_{R_K} = \frac{U_{1\max}^2}{R_K}.$$

Таким образом, целесообразнее проводить определение по варианту 1).

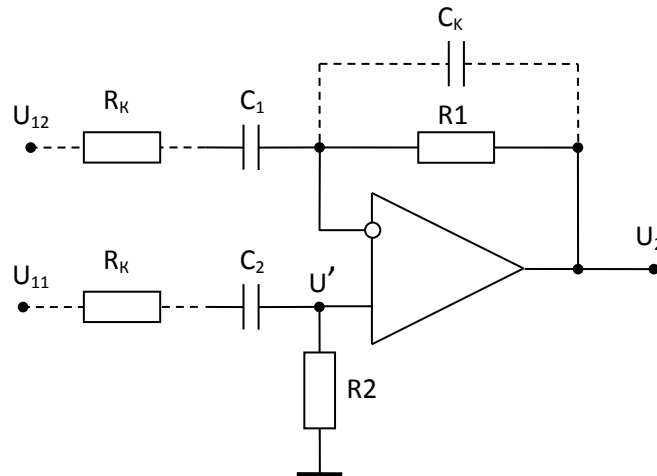
#### 6. Определение корректирующей ёмкости:

$$C_K = \frac{1}{2\pi \cdot f^* \cdot R},$$

$$\text{где } f^* = \sqrt{f_{\max} \cdot f_{ED}}.$$

## 11 Неінвертуючі диференціатори

### 5.2 Неинвертирующий АД



Выходной сигнал определяется:

$$\begin{aligned}
 U_2(p) &= U' \cdot \frac{z_{C1} + R1}{z_{C1}} = U_{11}(p) \cdot \frac{R2}{z_{C2} + R2} \cdot \frac{z_{C1} + R1}{z_{C1}} = \left| \frac{C_1 = C_2 = C}{R1 = R2 = R} \right| = U_{11}(p) \cdot \frac{R}{z_C} = \\
 &= U_{11}(p) \cdot p \cdot R \cdot C = U_{11}(p) \cdot p \cdot \tau; \\
 U_2 &= \tau \frac{dU_{11}}{dt}.
 \end{aligned}$$

Схема имеет зависящее от частоты входное сопротивление, которое лучше, чем в предыдущей схеме:

$$z_{BX} \geq R2 + R_K$$

Поскольку схема линейна, пользуясь принципом суперпозиции, рассмотрим влияние каждого из двух источников:

$$\begin{aligned}
 U_2(t) &= \tau_2 \frac{dU_{11}}{dt} - \tau_1 \frac{dU_{12}}{dt} = \tau \cdot \left( \frac{dU_{11}}{dt} - \frac{dU_{12}}{dt} \right); \\
 R1 \cdot C_1 &= R2 \cdot C_2 = \tau.
 \end{aligned}$$

### Порядок проектирования

Исходные данные:  $\left| \frac{dU_1}{dt} \right|_{\max} (f_{\max}, U_{1\max}), \delta U_2, |U_{2\max}|, R_{I\max}, R_H$ .

#### 1. Определение постоянной времени дифференцирования $\tau$ :

$$\tau \leq \frac{|U_{2\max}|}{\left| \frac{dU_{11}}{dt} \right|_{\max} + \left| \frac{dU_{12}}{dt} \right|_{\max}}.$$

#### 4. Выбор ОУ:



$$a) \quad V \geq \tau(2\pi \cdot f_{\max})^2 \cdot U_{1\max};$$

$$б) \quad K_U > \frac{10}{\delta U_2} \left| \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} \right|;$$

Рассмотрим ограничения:

$$в) \quad U_0^{+(-)} \geq |U_{2\max}|;$$

$$г) \quad I_{\text{доп}} > \frac{U_{2\max}}{R_H}.$$

#### 5. Определение сопротивления в цепи ОС:

$$R = \sqrt{R_{\text{д}} \cdot R_{\text{БВЛХ}}^{\text{ОУ}}} \rightarrow \text{ДСТУ}.$$

Мощность:  $P_R = \frac{U_{2\max}^2}{R}.$

#### 4. Определение ёмкости:

$$C = \frac{\tau}{R} \rightarrow \text{ДСТУ} \downarrow.$$

#### 5. Определение значения корректирующего сопротивления:

Существует два варианта определения:

1) Фолкенберри:  $R_K = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\max} \cdot C} \rightarrow \text{ДСТУ} \downarrow.$

Мощность:  $P_{R_K} = \frac{U_{1\max}^2}{R_K}.$

2) Щербаков:  $R_K = \frac{2 \cdot R}{K_U(f_3)},$  где  $f_3 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi \cdot f_{\text{ЕД}}}{R \cdot C}}.$

Используется только в том случае, когда приведена АЧХ усилителя.

Мощность:  $P_{R_K} = \frac{U_{1\max}^2}{R_K}.$

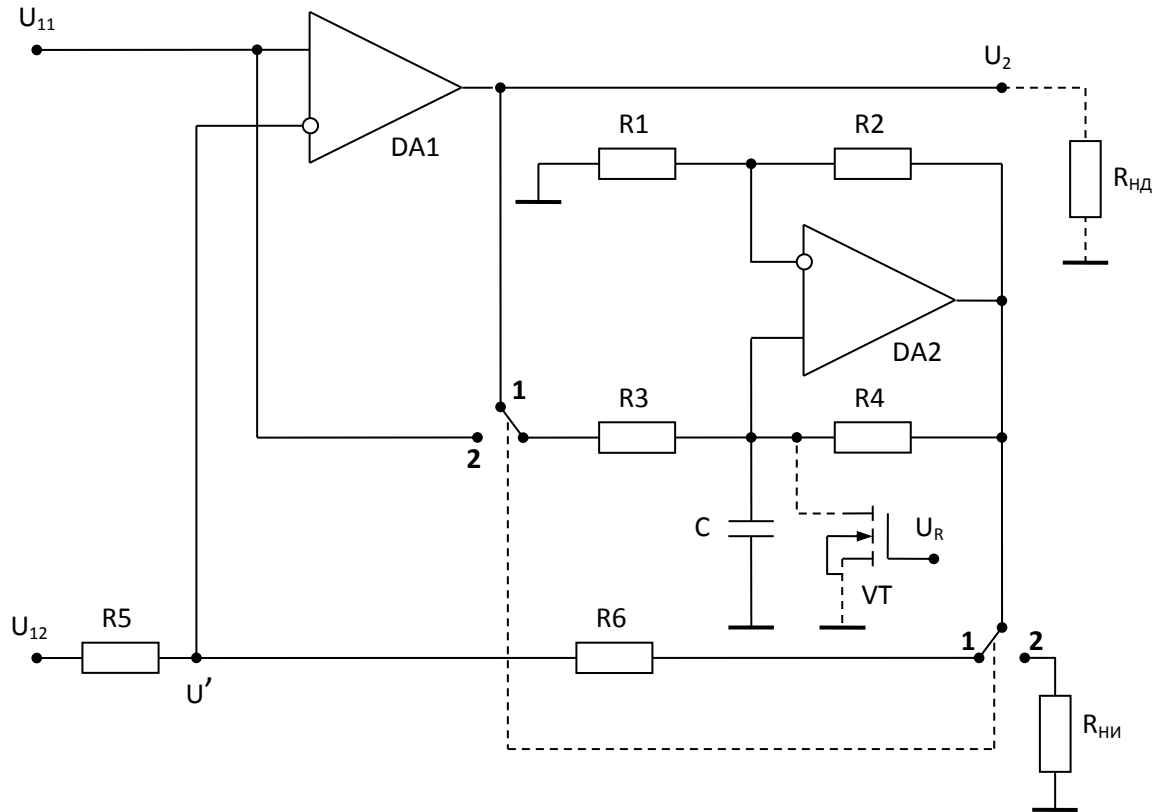
Таким образом, целесообразнее проводить определение по варианту 1).

#### 6. Определение корректирующей ёмкости:

$$C_K = \frac{1}{2\pi \cdot f^* \cdot R}, \text{ где } f^* = \sqrt{f_{\max} \cdot f_{\text{ЕД}}}.$$

## 12 Диференціатори на основі інтегратора

### 5.3 АД на основе аналогового интегратора (АИ)



На DA2 – неинвертирующий интегратор.

Коэффициент передачи:

$$U_3(p) = \frac{U_2(p) \cdot K_1}{p \cdot \tau}, \quad \text{где } K_1 = \frac{R1 + R2}{R1};$$

$$\tau = C \cdot R1, \quad R1 = R3, \quad R2 = R4.$$

Для положения переключателя 1: мы имеем в цепи ОС интегратор. Напряжение  $U_3$  подаётся на резистивный делитель  $R5 - R6$  и на вход DA1:

$$U' = U_3 \frac{R5}{R5 + R6} = \frac{U_2(p) \cdot K_1 \cdot K_2}{p \cdot \tau} = U_{11}.$$

Поскольку в схеме действует ООС, напряжение всегда стремится к значению  $U_{11}$ :

$$U_2(p) = \frac{U_{11}(p) \cdot p \cdot \tau}{K_1 \cdot K_2} = |K = K_1 \cdot K_2| = \frac{U_{11}(p) \cdot p \cdot \tau}{K}.$$

Имеем случай дифференциатора:

$$U_2(t) = U_2(t_0) + \tau \frac{dU_{11}}{dt}.$$

Для положения переключателя 2: сигнал поступает на интегратор и снимается с его выхода – схема используется как интегратор.

Транзистор VT необходим в случае использования схемы в режиме интегратора.

Если воспользуемся входом  $U_{12}$  ( $U_{11}$  заземляем), получим инвертирующий дифференциатор с интегратором в ОС.

Достоинства схемы:

- основное достоинство схемы –  $U_{11}$  нагружен практически на бесконечное входное сопротивление (входным током пренебрегаем). Для входа  $U_{12}$  входное сопротивление не зависит от частоты:  $R_{вх} = R5$
- универсальность (возможность использования в различных режимах: как дифференциатора, так и интегратора).

**Порядок проектирования**

*Для режима I:*

Исходные данные:  $\left| \frac{dU_1}{dt} \right|_{\max} (f_{\max}, U_{1\max}), \delta U_2, |U_{2\max}|, R_{Г\max}, R_{HD}, R_{HI}.$

**1. Определение постоянной времени дифференцирования  $\tau$ :**

$$\tau \leq \left| \frac{U_{2\max}}{\frac{dU_1}{dt}} \right|.$$

**2. Выбор DA1, DA2:**

$$a) V \geq \tau(2\pi \cdot f_{\max})^2 \cdot U_{1\max};$$

$$б) K_U > \frac{10}{\delta U_2} \left| \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} \right|;$$

Рассмотрим ограничения:

$$в) U_0^{+(-)} \geq |U_{2\max}|;$$

$$г) I_{доп} > \frac{U_{2\max}}{R_H}.$$

**3. Проектирование АИ: см. раздел 4.**

**4. Определение сопротивления R6:**

$R6 = R2 = R4$  , если DA1 и DA2 одностипные .

$$\text{Мощность: } P_{R6} = \frac{U_0^2}{R6}.$$

**5. Определение сопротивления R5:**

$$R5 = \frac{R6}{\frac{1}{K_2} - 1} \rightarrow ДСТУ.$$

$$\text{Мощность: } P_{R5} = \frac{U_{1\max}^2}{R5}.$$

Для режима 2:

Исходные данные:  $\left| \frac{dU_1}{dt} \right|_{\max} (f_{\max}, U_{1\max}), \delta U_2, |U_{2\max}|, R_{Г\max}, R_{НД}, R_{НП}$ .

**1. Определение постоянной времени дифференцирования  $\tau$ :**

$$\tau \leq \left| \frac{U_{2\max}}{\frac{dU_1}{dt}} \right|.$$

**2. Выбор DA1, DA2:**

$$a) V \geq \tau(2\pi \cdot f_{\max})^2 \cdot U_{1\max};$$

$$б) K_U > \frac{10}{\delta U_2} \left| \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} \right|;$$

Рассмотрим ограничения:

$$в) U_0^{+(-)} \geq |U_{2\max}|;$$

$$г) I_{доп} > \frac{U_{2\max}}{R_H}.$$

**3. Проектирование АИ: см. раздел 4.**

**4. Выбор VT: см. раздел 4.**

**5. Определение параметров сигнала  $U_R$ :**

**6. Определение сопротивления  $R_6$ :**

$R_6 = R_2 = R_4$  , если DA1 и DA2 одностипные.

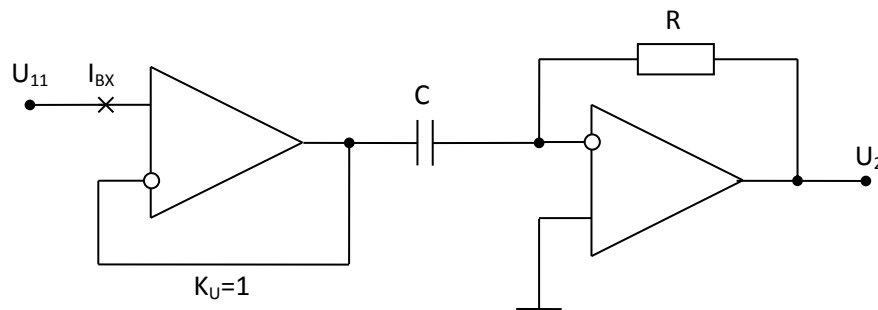
$$\text{Мощность: } P_{R_6} = \frac{U_0^2}{R_6}.$$

**7. Определение сопротивления  $R_5$ :**

$$R_5 = \frac{R_6}{\frac{1}{K_2} - 1} \rightarrow ДСТУ.$$

$$\text{Мощность: } P_{R_5} = \frac{U_{1\max}^2}{R_5}.$$

Увеличить входное сопротивление можно другим, более простым способом:



Получаем бесконечно большое входное сопротивление и очень малое выходное. Фазовых искажений нет.

## 5.4 Решение дифференциальных уравнений

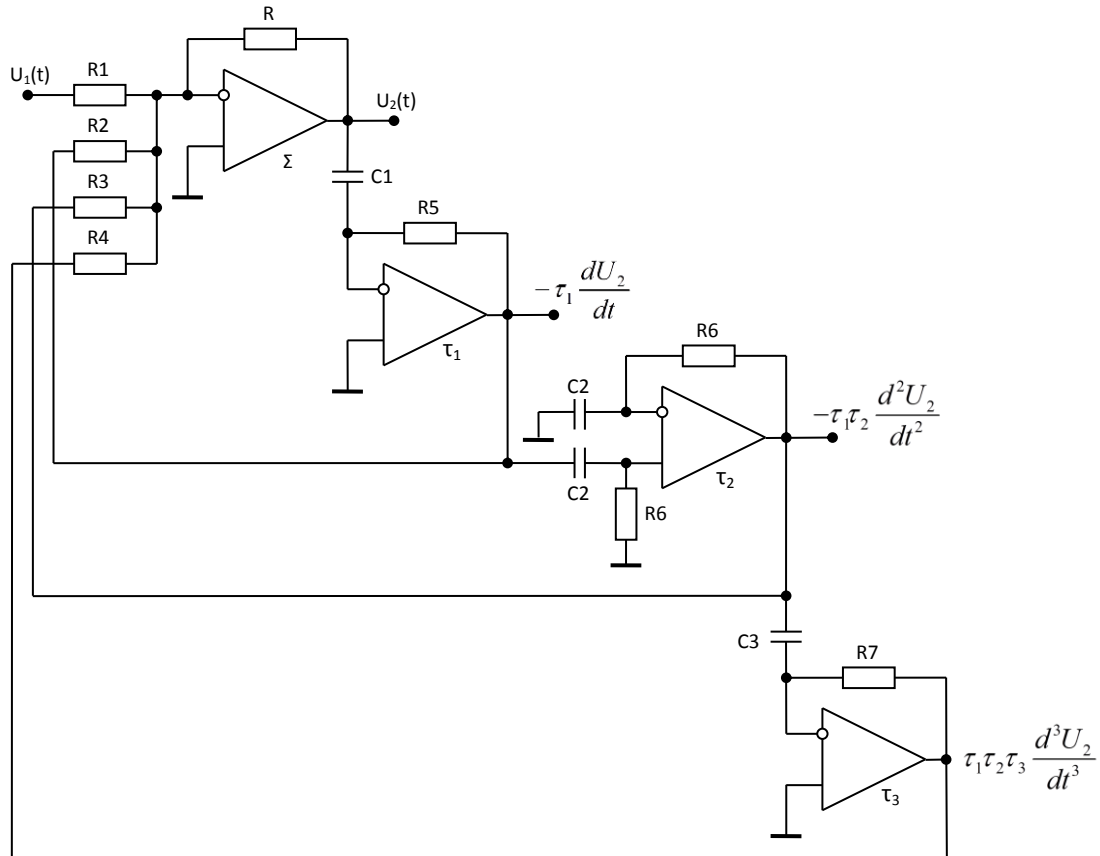
Рассмотрим дифференциальное уравнение третьего порядка:

$$A \frac{d^3 U_2}{dt^3} - B \frac{d^2 U_2}{dt^2} + C \frac{dU_2}{dt} - D U_2 = U_1(t).$$

Приведем данное уравнение к виду:

$$U_2 = -\frac{1}{D} U_1(t) + \frac{C}{D} \frac{dU_2}{dt} - \frac{B}{D} \frac{d^2 U_2}{dt^2} + \frac{A}{D} \frac{d^3 U_2}{dt^3}.$$

Построим структуру, включающую дифференциаторы и сумматор:



Где  $\tau_1 = C_1 \cdot R5$ ;  $\tau_2 = C_2 \cdot R6$ ;  $\tau_3 = C_3 \cdot R7$ .

Коэффициент  $\frac{1}{D}$  определяется отношением  $R$  и  $R1$ :

$$\frac{1}{D} = \frac{R}{R1}.$$

Соответственно:

$$\frac{C}{D} = \frac{R}{R2} \cdot \tau_1, \quad \frac{B}{D} = \frac{R}{R3} \cdot \tau_1 \cdot \tau_2, \quad \frac{A}{D} = \frac{R}{R4} \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot \tau_3.$$

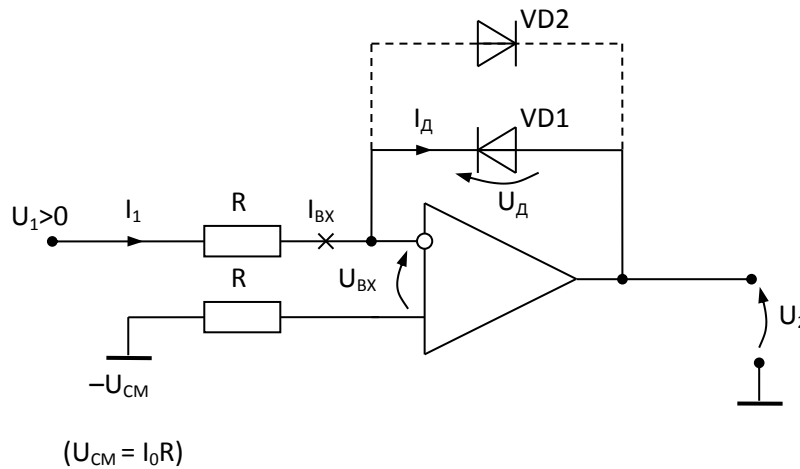
В частности:  $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau$ .

Мы можем подавать на вход функции в реальном времени – это достоинство таких схем. Многие системы управления строятся на таких принципах. Задачи решаются с требуемой точностью.

## 6. Логарифматоры

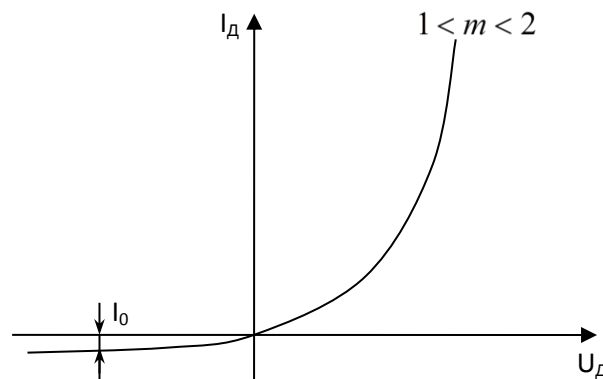
Для реализации нелинейной логарифмической функции могут быть использованы либо различные аппроксиматоры, либо элементы с нелинейной характеристикой.

## 6.1 Логарифмический усилитель (ЛУ) с диодными обратными связями (ОС)



Запишем ток диода:  $I_D = I_1 = I_0 \cdot \left( e^{\frac{U_D}{m \cdot \varphi_T}} - 1 \right)$ .

где  $m$  – коэффициент неидеальности, он учитывает омическое сопротивление p-n-перехода;  $\varphi_T = \frac{k \cdot T}{q} = 26mB$ .



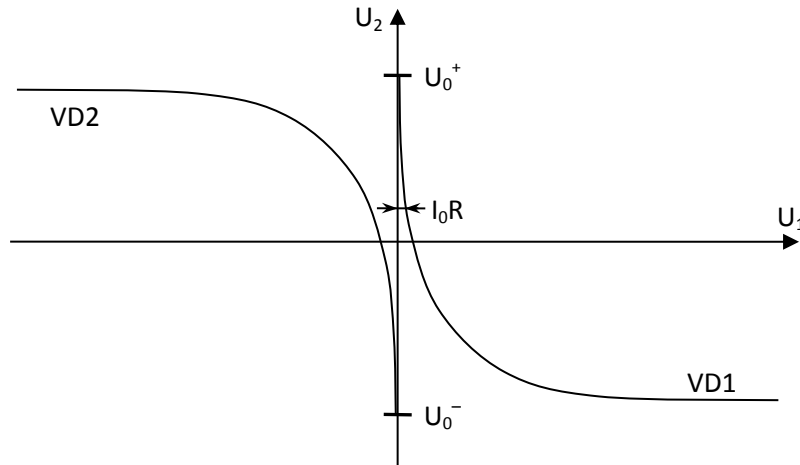
Для прямых смещений, где ток мал, единицей можно пренебречь, тогда:

$$I_{\mathcal{D}} \approx I_0 \cdot e^{\frac{U_{\mathcal{D}}}{m \cdot \varphi_T}},$$

$$U_{\mathcal{D}} = m \cdot \varphi_T \cdot \ln \frac{I_{\mathcal{D}}}{I_0},$$

$$U_2 = \underbrace{U_{BX}^{OV}}_0 - U_D \approx -U_D = -m \cdot \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_0} = |U_{BX} \approx 0| \approx -m \cdot \varphi_T \ln \frac{U_1}{R \cdot I_0}.$$

Характеристика схемы будет иметь вид:



Таким образом, добиваемся максимального усиления при малых напряжениях и минимального усиления при больших напряжениях.

Это справедливо, если характеристика диода имеет нелинейный характер. В линейных областях логарифмичность нарушается, поэтому необходимо ограничивать ток, подаваемый на диод.

$$I_{D \max} \leq 1 \text{ mA}; I_{D \min} = 10^{-6} \dots 10^{-5}.$$

Возможен вариант, когда диод включен с другой полярностью (VD2), тогда соответственно напряжение  $U_1$  - отрицательное, а  $U_2$  - положительное; напряжение смещения  $U_{CM}$  - отрицательное.

Достоинства схемы:

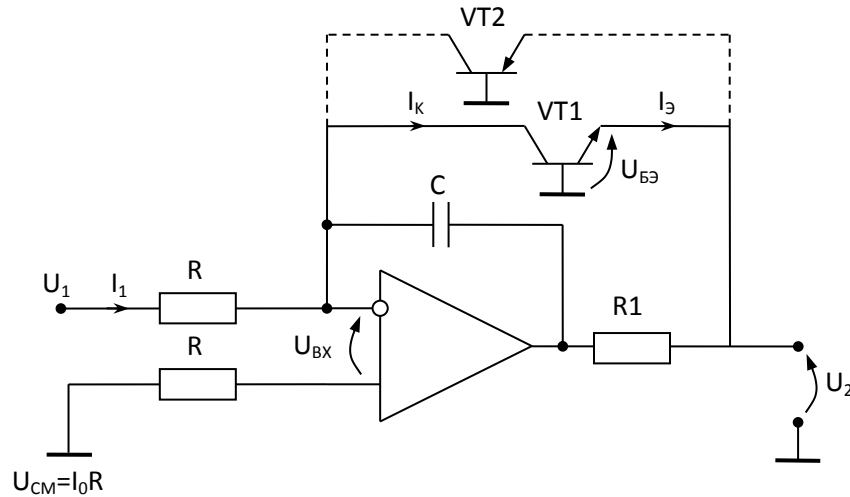
- простота схемы;
- устойчивость;
- глубокая ООС, обеспечивающая широкий динамический и частотный диапазоны.

Недостатки схемы:

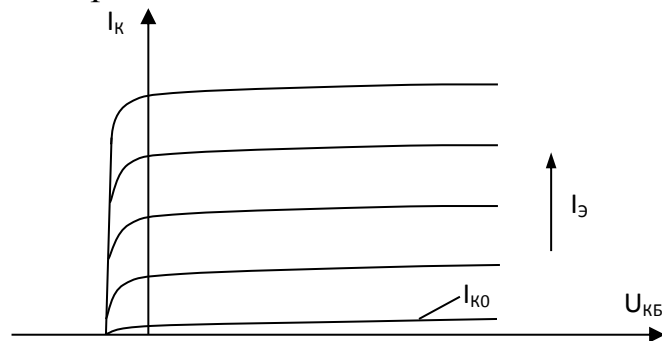
- динамический диапазон недостаточный для ЛУ;
- существенная зависимость выходного сигнала от температуры:  $\varphi_T$  - линейно зависит от температуры,  $I_0$  - нелинейно.

Эта схема применяется для сигналов с большим динамическим диапазоном и при термостабилизации.

## 6.2 ЛУ с транзисторной ОС



Транзистор включен как усилитель. Цепь ООС – усилительная (это активная ООС), что налагает ограничения.



Транзистор VT работает в режиме нулевых напряжений. Схема с общей базой (ОБ) обеспечивает усиление по напряжению, а следовательно, появляются условия к самовозбуждению схемы (поскольку, при некоторых частотах из-за задержки поступления сигнала, ООС может стать ПОС).

Для устранения самовозбуждения в цепь ОС включают R1 и C, которые обеспечивают устойчивость схемы в динамическом диапазоне на высоких частотах.

Сопротивление R – для выравнивания входных токов:

$$I_{\text{Э}} = I_0 \cdot \left( e^{\frac{U_{\text{БЭ}}}{m\varphi_T}} - 1 \right),$$

$$I_{\text{К}} = \alpha \cdot I_{\text{Э}} = \alpha \cdot I_0 \cdot \left( e^{\frac{U_{\text{БЭ}}}{m\varphi_T}} - 1 \right) \approx \alpha \cdot I_0 \cdot e^{\frac{U_{\text{БЭ}}}{m\varphi_T}}.$$

Коэффициент передачи  $\alpha$  в схеме с ОБ зависит от температуры, и  $m$  зависит от температуры, поэтому они взаимокompенсируются.



$$I_K \approx I_0 \cdot e^{\frac{U_{БЭ}}{m\varphi_T}}.$$

Данная закономерность соблюдается при:  $I_{K \max} = 1 \text{ mA}$ ,  
 $I_{K \min} = 10^{-11} \dots 10^{-12} \text{ A}$ .

Выходное напряжение:

$$U_2 = -U_{БЭ} = -\varphi_T \ln \frac{I_K}{I_{Э0}} \cong -\varphi_T \ln \frac{I_1}{I_{Э0}} = -\varphi_T \ln \frac{U_1}{R \cdot I_{Э0}},$$

если  $R \cdot I_{Э0} = 1 \text{ В}$  тогда:

$$U_2 = -\varphi_T \ln U_1.$$

Достоинство схемы:

► транзисторная связь позволяет существенно расширить динамический диапазон.

Можно использовать р-п-р-транзистор, тогда характеристики будут находиться во втором и третьем квадрантах.

### Порядок проектирования (для обеих схем)

Исходные данные:  $U_{1\min}, U_{1\max}, \delta U_2, U_{2\max}, f_{BX \max}$ .

1. Определение значения сопротивления R:

$$R = \frac{U_{1\max}}{I_{K \max}} \rightarrow ДСТУ \uparrow,$$

где  $I_{K \max} = 1 \text{ mA}$ .

Мощность:  $P_R = \frac{U_{1\max}^2}{R}$ .

6. Определение  $I_{1\min}$ :

$$I_{1\min} = \frac{U_{1\min}}{R}.$$

3. Выбор ОУ:

$$a) I_{BX} < I_{1\min} \cdot \delta U_2;$$

Рассмотрим ограничения: б)  $f_{ГР} = \frac{f_{BX \max} \cdot \varphi_T}{K_U \cdot \delta U_2 \cdot |U_{1\min}|};$

$$в) K_U > \frac{1}{\delta U_2} \cdot \left| \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} \right|.$$

4. Выбор VD, VT:

$$a) \quad I_{\text{Э0}}, I_0 \ll \frac{U_{1\min}}{R} = I_{1\min};$$

$$б) \quad |U_{\text{ОБР}}| > U_0;$$

$$в) \quad \underbrace{f_{\alpha}}_{VT}, \underbrace{f_{\beta}}_{VD} \gg f_{B\max};$$

$$г) \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \rightarrow 1.$$

**5. (только для VT) Определение сопротивления R1:**

$$R1 = \frac{|U_0^{+(-)}| - U_{0T}}{I_{K\max}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R1} = \frac{U_0^2}{R1}.$$

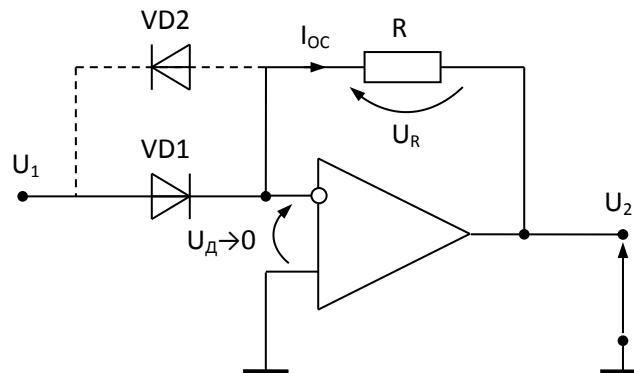
**6. Определение ёмкости C:**

$$C = \frac{0,03...0,05}{R \cdot f_{BX\max}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

Применяются такие схемы в термостатированных системах или при небольшом температурном диапазоне.

## 7. Антилогарифмические усилители (АЛУ)

### 7.1 Простейшие АЛУ



На рисунке представлен простейший АЛУ с диодной ОС.

Где  $VD1: U_1 > 0;$   
 $VD2: U_1 < 0.$

$$I_{PP} = I_0 \cdot e^{\frac{U_{PP}}{m \cdot \phi_T}} \approx I_0 \cdot e^{\frac{U_1}{m \cdot \phi_T}},$$

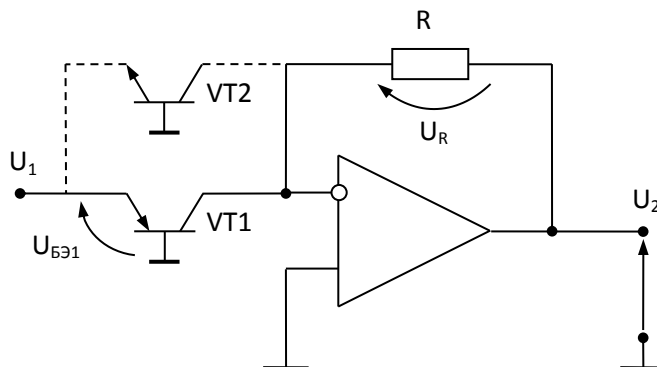
$$U_2 = -U_R = -I_{OC} \cdot R = -I_{PP} \cdot R = -\underbrace{R \cdot I_0}_K \cdot e^{\frac{U_1}{m \cdot \phi_T}}.$$

Достоинства:

- ООС действует во всем диапазоне, задержки нет, а следовательно, она не может стать ПОС;
- Простота схемы.

Недостатки:

- Зависимость от температуры;
- Малый диапазон входных токов;
- Коэффициент  $m$  зависит от режима.



На рисунке представлен простейший АЛУ с транзисторной ОС.

Где  $VT1: U_1 > 0;$   
 $VT2: U_1 < 0.$

$$U_2 = -R \cdot I_{\text{Э0}} \cdot e^{\frac{U_1}{\varphi_T}}.$$

Недостаток – зависимость от температуры.

### Порядок проектирования

Исходные данные:  $U_{1\text{max}} < U_{0T} = 0.6V, \delta U_2, U_{2\text{max}}, f_{BX\text{max}};$   
 $10^{-8} A \leq (I_1 \approx I_K) \leq 10^{-3} A.$

#### 1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

- a)  $I_{BX} < I_{1\text{min}} \cdot \delta U_2;$
- б)  $f_{CP} \gg f_{BX\text{max}};$
- в)  $K_U > \frac{10}{\delta U_2} \cdot \left| \frac{U_{2\text{max}}}{U_{1\text{max}}} \right|.$

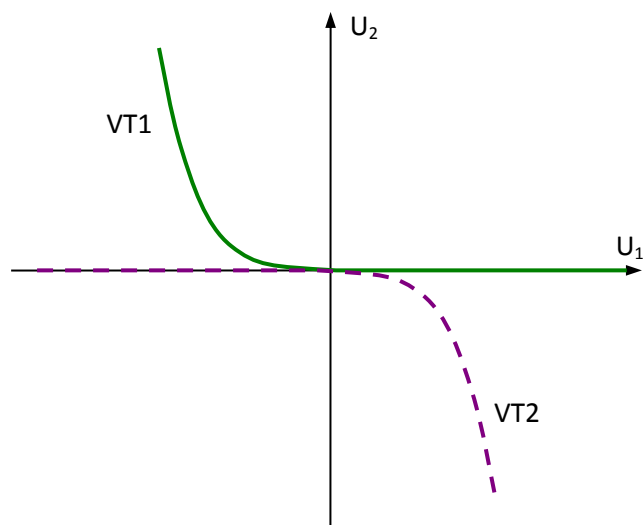
#### 2. Выбор транзистора VT:

- a)  $I_{\text{Э0}} \ll I_{1\text{min}};$
- б)  $|U_{БЭ\text{ОБР}}| > |U_{1\text{max}}|;$
- в)  $f_\alpha > f_{BX\text{max}}.$

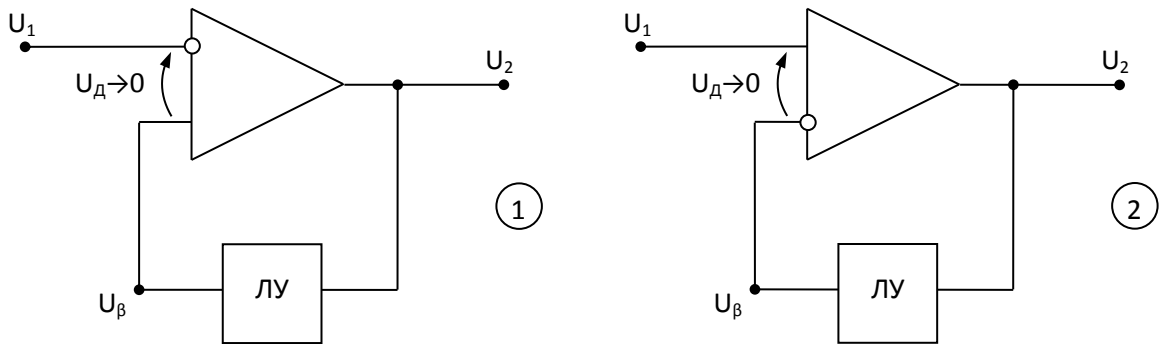
#### 3. Определение сопротивления R:

$$R = \frac{|U_{2\text{max}}|}{\frac{U_{2\text{max}}}{I_{\text{Э0}} \cdot e^{\frac{U_1}{\varphi_T}}}} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность:  $P_R = \frac{U_{2\text{max}}^2}{R}.$



## 7.2 АЛУ на основі ЛУ



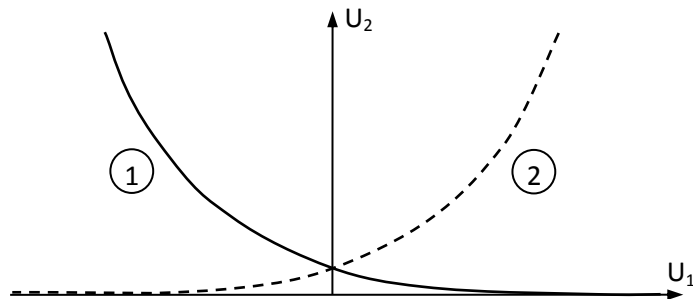
Схемой 1 реализуется функция:  $U_\beta = -\xi \cdot \ln U_2$ .

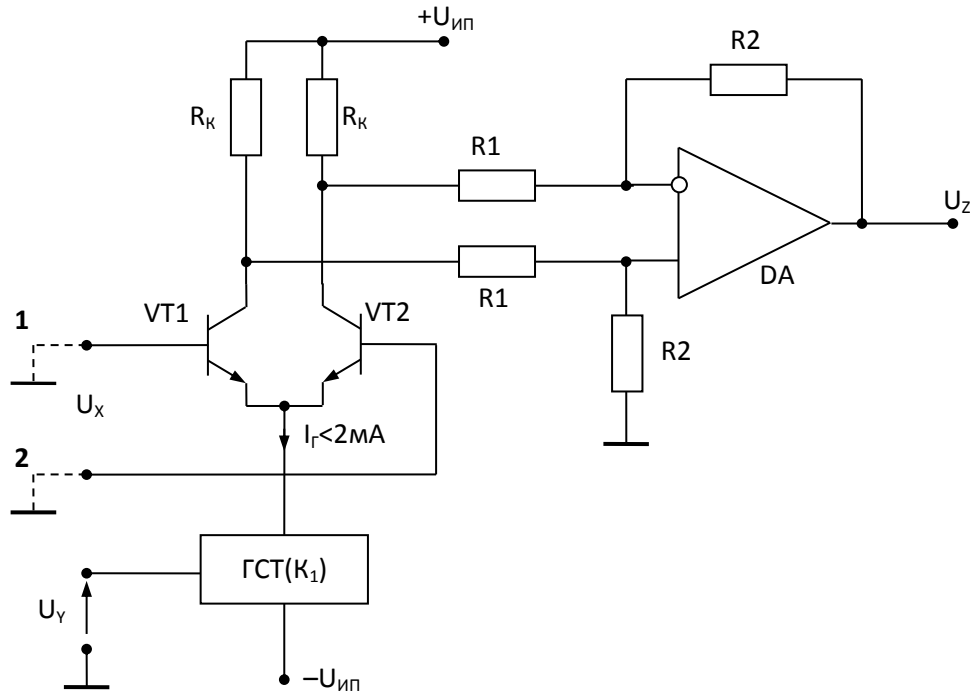
$$U_1 = U_\beta = -\xi \cdot \ln U_2,$$

Можно говорить, что:

$$U_2 = e^{-\frac{U_1}{\xi}}.$$

Схемой 2 реализуется функция:  $U_\beta = \xi \cdot \ln U_2$ , где  $U_2 = e^{\frac{U_1}{\xi}}$ .

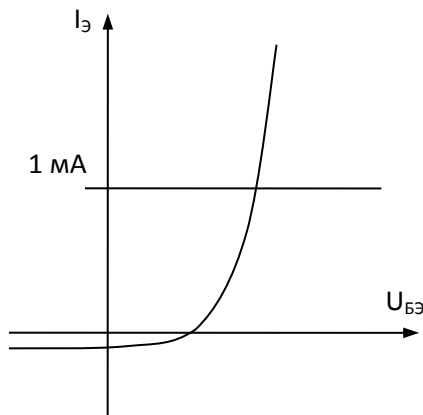


.1 Аналоговый перемножитель

VT1, VT2 – набор транзисторов.

Мы должны получить:  $U_Z = K \cdot U_X \cdot U_Y$ .

Рассмотрим входную характеристику транзистора:



Ток генератора:  $I_T = K_1 \cdot U_Y$ ,  $K_1 [Cм]$ .

Принцип умножения: током ГСТ устанавливается балансный режим для каскада транзисторов. Ток разветвляется, и оба транзистора оказываются в заданном режиме. Поэтому, ток генератора как бы перемножает то напряжение, которое подаётся на вход  $U_X$ .

Выбираем  $R_K \gg R1$ , чтобы подключение сумматора не влияло на балансировку токов в коллекторной цепи.

Задавая ток  $I_Э$ , можем регулировать коэффициент усиления схемы.

Чтобы сигнал передавался без фазовых искажений, погрешность должна быть:  $\delta U_Z \leq 0.5\%$ . Такое значение погрешности реализуется если:  $\pm \Delta U_X = U_{БЭ} \leq 9 мВ = 0.35 \varphi_T$ .

При таком задании режима схема практически всегда остаётся сбалансированной. Можно записать:

$$U_Z = K_2 \cdot (\Delta U_{K_1} - \Delta U_{K_2}) = \|\Delta U_{K_1}\| = \|\Delta U_{K_2}\| = 2 \cdot K_2 \cdot \Delta U_K = 2 \cdot K_2 \cdot \Delta I_K \cdot R_K = \\ = |\Delta I_K \gg \Delta I_1| = 2 \cdot K_2 \cdot \alpha \cdot \Delta I_3 \cdot R_K, \\ \text{где } K_2 = \frac{R_2}{R_1}.$$

Приращения всегда взаимнопротивоположны:

$$|\Delta U_{K_1}| = |\Delta U_{K_2}|.$$

$\Delta U_{K_1}$  передается без инверсии,  $\Delta U_{K_2}$  передается с инверсией.

Приращение на коллекторе определяется приращением тока в коллекторной цепи:  $\Delta I_K \gg \Delta I_{R1}$ .

Значение  $\alpha$  близко к единице.  $\Delta I_3$  определяется изменением входного сигнала:

$$\Delta I_3 = \frac{\Delta U_{БЭ}}{R_{БЭ}} = \left| R_{БЭ}^{ОБ} = r_3 + \frac{r_B + R_\Gamma}{\beta + 1} \approx r_3 = \frac{\varphi_T}{I_3} \right| = \frac{U_X \cdot I_\Gamma}{4 \cdot \varphi_T} = \frac{K_1 \cdot U_X \cdot U_Y}{4 \cdot \varphi_T}.$$

Для малых токов сопротивление:

$$r_3 \gg \frac{r_B + R_\Gamma}{\beta + 1}, \\ U_Z = \frac{2 \cdot K_2 \cdot R_K \cdot K_1 \cdot U_X \cdot U_Y}{4 \cdot \varphi_T} = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot R_K}{2 \cdot \varphi_T} \cdot U_X \cdot U_Y = \underbrace{\frac{K_1 \cdot R_2 \cdot R_K}{2 \cdot \varphi_T \cdot R_1}}_K \cdot U_X \cdot U_Y.$$

Коэффициент К получаем подбором сопротивлений.

Частный случай:  $U_Z = U_X \cdot U_Y$ .

Можно получить выходное напряжение  $U_Z$  как положительное так и отрицательное, в зависимости от того куда подаем сигнал:

$$U_Z = U_X \cdot U_Y - \text{VT1 заземляем, сигнал подаём на VT2};$$

$$U_Z = -U_X \cdot U_Y - \text{VT2 заземляем, сигнал подаём на VT1}.$$

## Порядок проектирования

Исходные данные:  $\Delta U_X, U_{Y \max}, U_{Z \max}, \delta U_Z, f_{BX \max}, U_{ИП1}, U_{ИП2}, K$ .

**1. Проектирование ГСТ с коэффициентом преобразования  $K_1$ .**

**2. Выбор транзисторов VT1, VT2:**

а) Si, набор VT;

б)  $U_{X \text{ доп}} \gg U_{ИП1} + |U_{ИП2}|$ ;

в)  $f_\beta \gg f_{BX \max}$ .

### 3. Проектирование вычитателя (DA2, R2, R1).

### 4. Определение сопротивления $R_K$ :

$$R_K = \frac{2 \cdot \varphi_T \cdot K_2 \cdot R1}{K \cdot R2} \rightarrow ДСТУ \downarrow,$$

где  $K$  – заданный коэффициент.

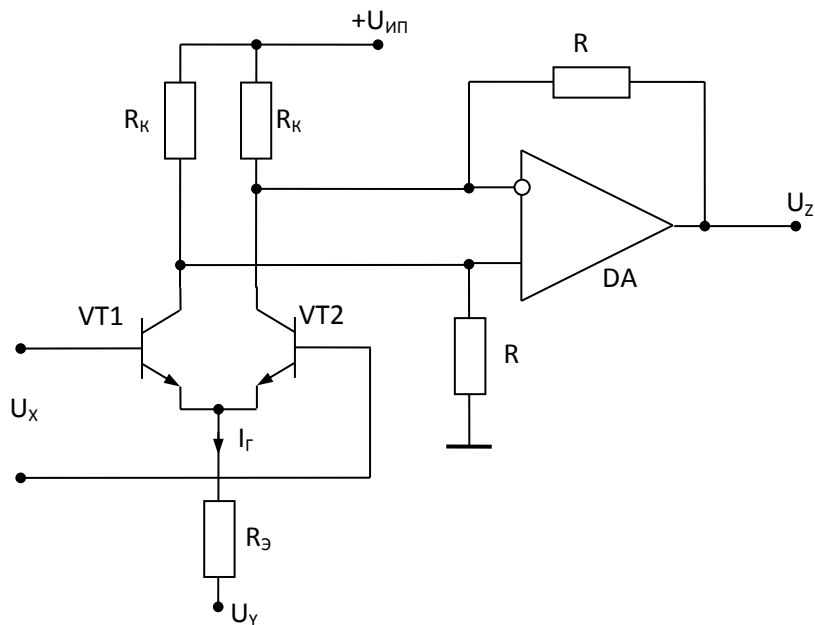
$$\text{Мощность: } P_{R_K} = \frac{U_{III}^2}{R_K}.$$

### 5. Проверка корректности заданных условий.

$$R1 \geq \frac{R2}{\delta U_z}.$$

Если проверка не выполняется, необходимо пересчитать вычитатель.

Упрощенная схема умножителя для больших погрешностей:



$$\text{Где } U_z = \frac{R}{2 \cdot R_3 \cdot \varphi_T} U_x \cdot U_y.$$

Если  $K_1 = \frac{1}{R_3}$ , тогда  $|U_y| \gg 0.6 \text{ В}$ .

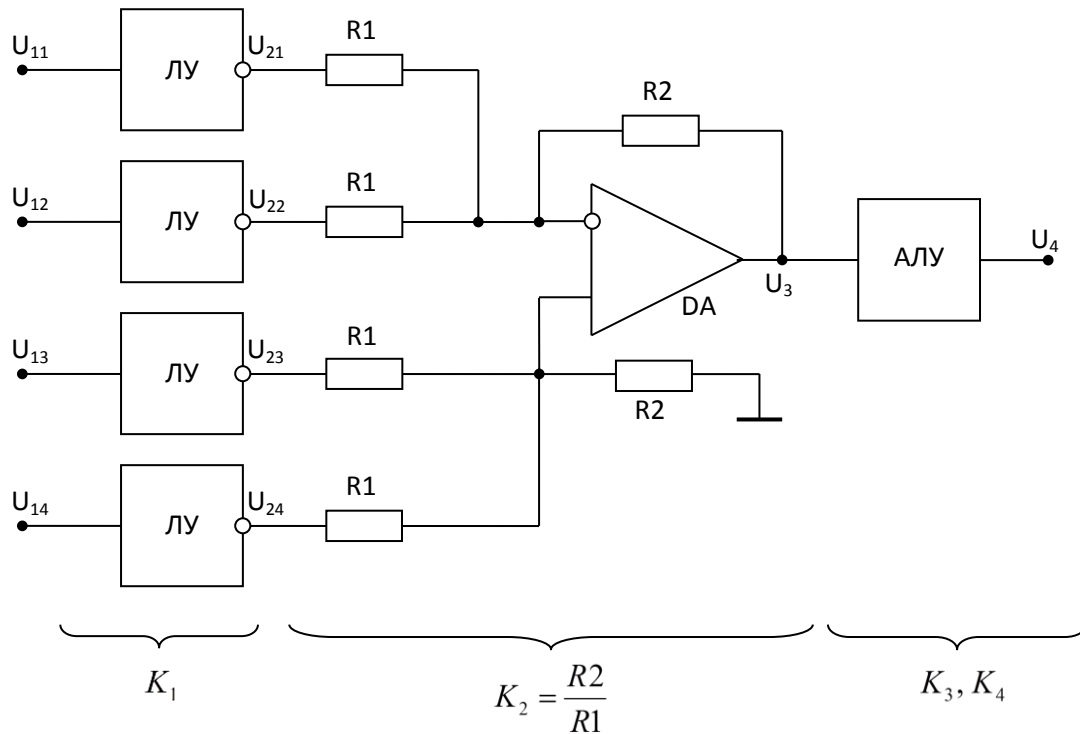
Выбираем  $R_K \gg R$ .

Для  $\Delta U_x = 0.35 \cdot \varphi_T$  мы получаем:  $\delta U_z \leq 1\%$



## 8.2 Перемножитель на основе ЛУ-АЛУ

Рассмотрим обобщенную схему умножения и деления.



где  $K$  – коэффициенты пропорциональности (преобразования).

$$U_{2i} = K_1 \cdot \ln U_{i1};$$

$$K_1 = \varphi_T; \xi \quad \text{— для разных реализаций логарифматора};$$

$$U_4 = K_3 \cdot e^{K_4 \cdot U_3};$$

$$U_3 = -K_2 \cdot (U_{21} + U_{22} - U_{23} - U_{24}) = K_2 \cdot K_1 \cdot \ln \frac{U_{11} \cdot U_{12}}{U_{13} \cdot U_{14}};$$

$$U_4 = K_3 \cdot e^{K_4 \cdot \ln \left[ \frac{U_{11} \cdot U_{12}}{U_{13} \cdot U_{14}} \right]^{K_1 \cdot K_2 \cdot K_4}} = K_3 \cdot \left[ \frac{U_{11} \cdot U_{12}}{U_{13} \cdot U_{14}} \right]^K;$$

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_4;$$

$$K = 1.$$

Если нужно умножение или деление коэффициент  $K=1$ , но в принципе, он принимает любые значения.

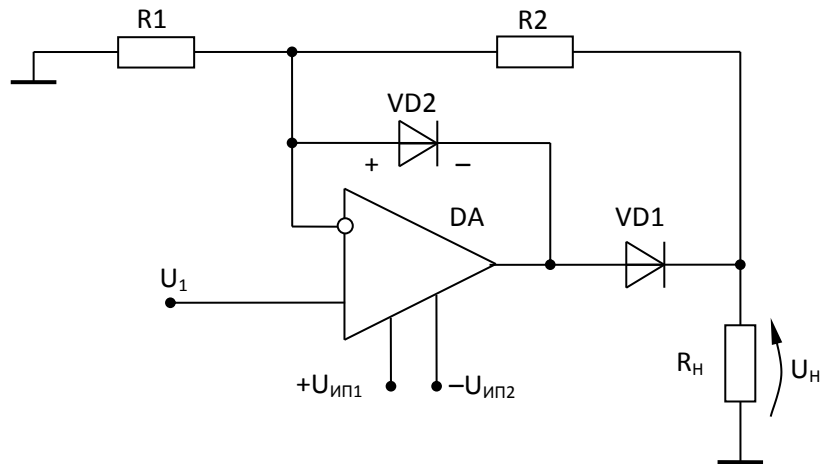
Комбинируя константы и переменные можно получить умножитель, делитель, возведение в степень (подбирая коэффициенты пропорциональности можно строить полиномы, меняя сопротивление  $R1$ ).

Для АЛУ входная величина напряжения не превышает величину порогового напряжения транзистора.

Недостаток: много ступеней, а значит большая задержка.

## 19 Активні випрямлювачі напруги

### б) АВ напряжения



Частотные свойства такой схемы улучшаются.

❖ Для положительной полуволны:

Диод VD1 открыт, диод VD2 заперт. Выходное напряжение определяется:

$$U_H^+ = U_1 \left( \frac{R1 + R2}{R1} \right);$$

$$R1 = \infty (R2 = 0);$$

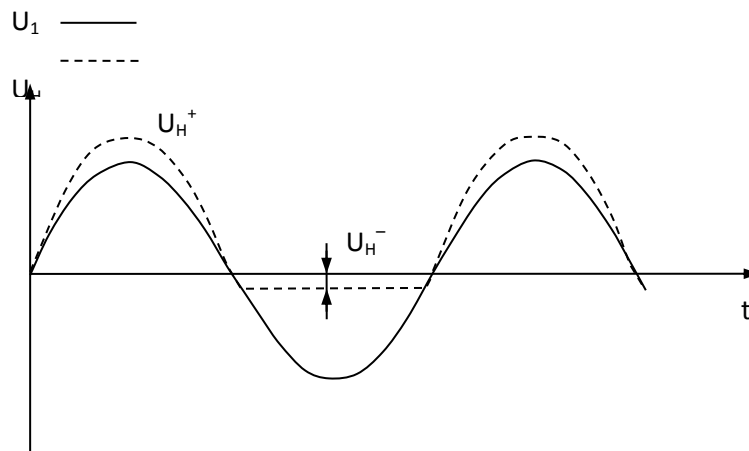
$$\Rightarrow U_H = U_1.$$

❖ Для отрицательной полуволны:

Диод VD2 открыт, диод VD1 заперт.

$$U_H^- = U_1 \left( \frac{R1 + R2 + R_H}{R_H} \right) \rightarrow 0,$$

$$R1, R2 \gg R_H.$$



### Порядок проектирования

Исходные данные:  $U_{H \max}$ ,  $R_H$ ,  $I_{OБP \max}$ ,  $r_{ПРЭKB}$ ,  $f_{\max}$ ,  $T_{\max}$ .

### 1. Определение $I_{H \max}$ :

$$I_{H \max} = \frac{U_{H \max}}{R_H}.$$

### 2. Выбор диода VD:

- a)  $I_{IP} > I_{H \max};$
- б)  $U_{OBR} > U_{ИП1,2};$
- в)  $t_{BOCT} \ll \frac{1}{2\pi f_{\max}};$
- г)  $I_{OBR} \ll \frac{U_H^{(-)}}{R_H}.$

### 3. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

- a)  $I_{BЫЛX}^{OY} > I_{H \max};$
- б)  $f_{CP} \gg f_{\max};$
- в)  $K_U > \frac{U_{H \max}}{U_{1 \max}};$
- г)  $U_{Д ДОП} > U_{H \max}.$

### 4. Определение сопротивления R2:

$$R2 = \sqrt{R_D \cdot R_{BЫЛX}^{OY}} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R2} = \frac{(U_{H \max} - U_{1 \max})^2}{R2}.$$

### 5. Определение сопротивления R1:

$$R1 = \frac{R1 \cdot U_{1 \max}}{U_{H \max} - U_{1 \max}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R1} = \frac{U_{H \max}^2}{R1}.$$

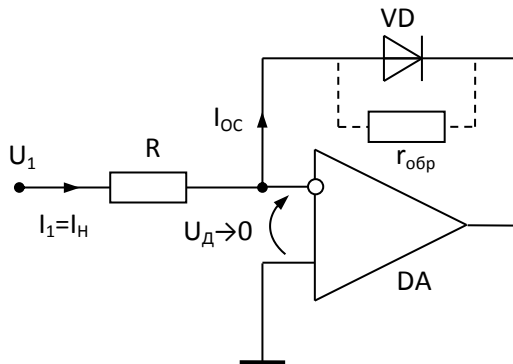
## 9. Активные выпрямители (АВ)

Активные выпрямители используются для преобразования сигналов низкого уровня (мВ или мкВ).

### 9.1 Однополупериодный АВ

Рассмотрим простейшие схемы:

#### а) АВ тока



Где  $U_H = U_1 - U_D \approx U_1$ .

Таким образом, почти всё напряжение прикладывается к нагрузке.

❖ Для положительной полуволны:

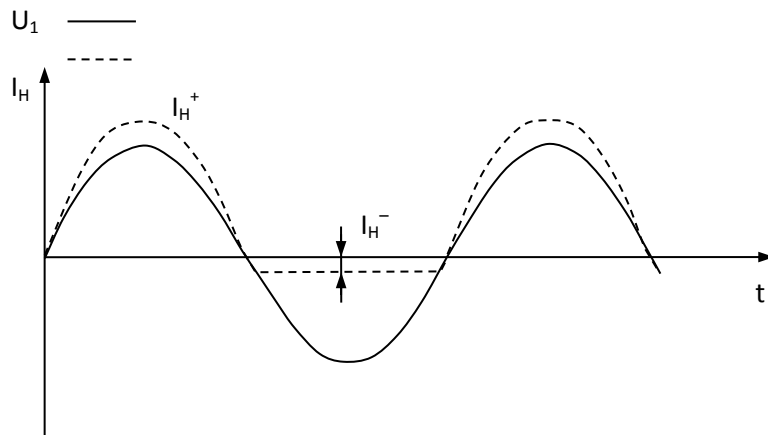
Диод открыт. Глубокая обратная связь.

$$I_H^+ = I_{oc} = \frac{U_H}{R_H}.$$

❖ Для отрицательной полуволны:

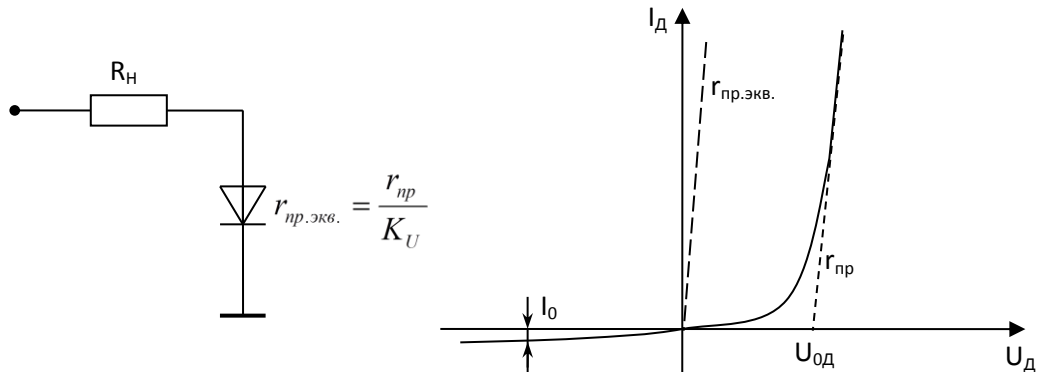
Диод заперт. Обратной связи нет. Входное сопротивление определяется дифференциальным сопротивлением операционного усилителя и обратным сопротивлением диода.

$$I_H^- = \frac{U_H}{R_H + R_D \parallel r_{обп}} \rightarrow 0.$$



Для отрицательной полуволны операционный усилитель находится в критическом режиме (в глубоком насыщении).

Эту схему можно представить с помощью идеального диода:



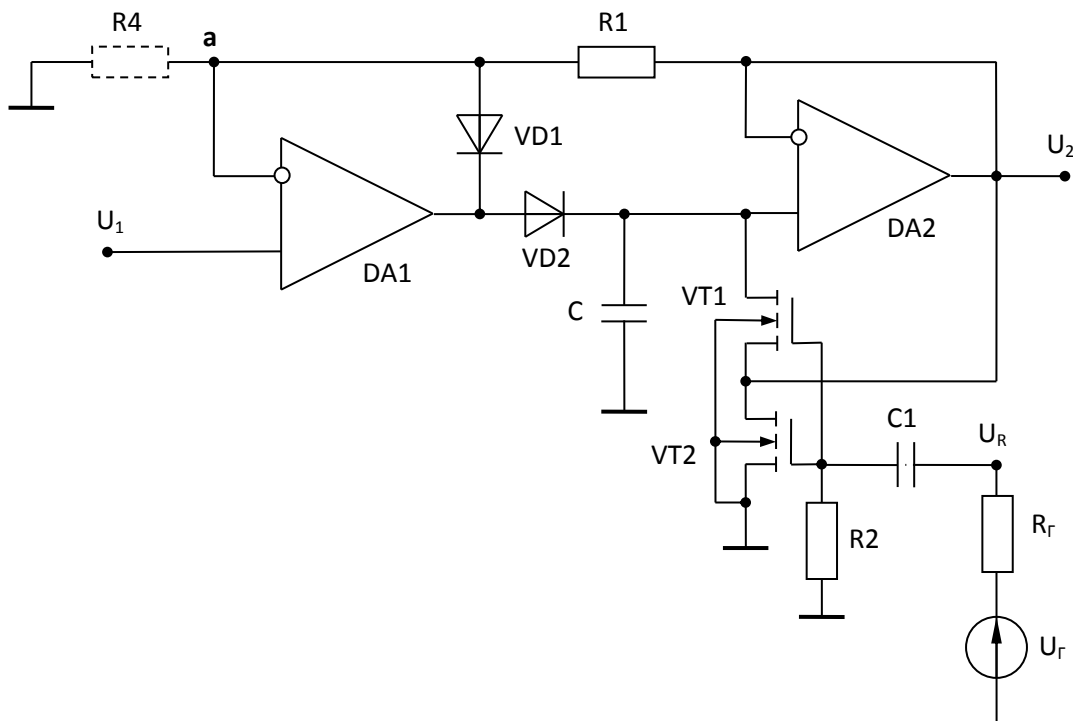
где  $U_{0ИД} = \frac{U_{0Д}}{K_U} - U_0$  идеального диода.

При проектировании только выбор диода VD и операционного усилителя DA.

## 21 Піковий детектор

Назначение: определить среди случайных сигналов наибольший и наименьший (определение наибольшего и наименьшего значения случайного сигнала и хранения его до сигнала сброса).

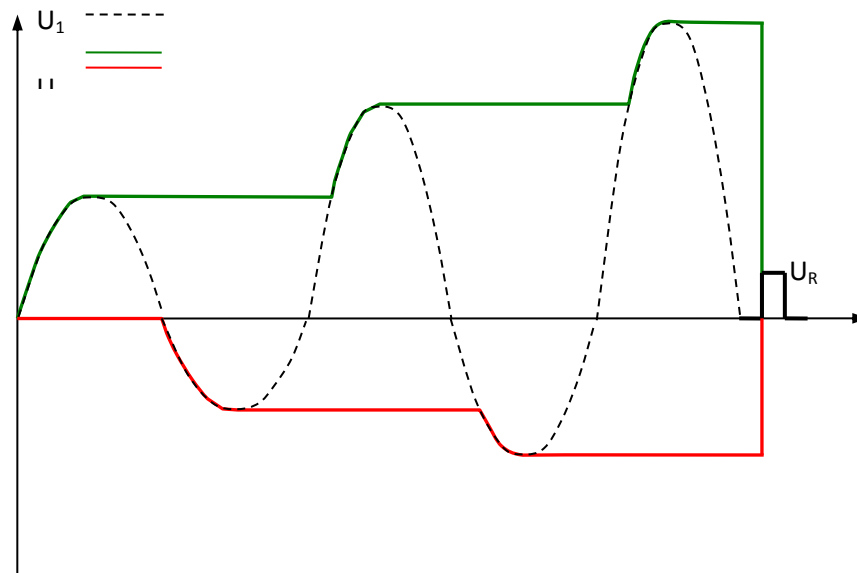
### 10.1 Пиковый детектор



- ❖ На DA1, VD1, VD2 – активный однополупериодный выпрямитель с последовательной ООС по напряжению. Он может усиливать, может просто передавать. Конденсатор С – накопитель, который хранит до сигнала сброса детектированный пик; С заряжается через VD2.  $U_R$  – сигнал сброса.
- ❖ На DA2 – повторитель с  $K_U = 1$  (строго). Действует глубокая последовательная ООС по напряжению. Большое входное сопротивление. Чем меньше утечка, тем качественнее аналоговая память детектора. Обратное сопротивление диода VD2 – слабое место схемы (обратный ток зависит от температуры окружающей среды), а, следовательно,  $I_{OBR}$  диода VD2 должен быть минимален (строгое ограничение).

### Принцип работы:

Пусть есть случайный входной сигнал  $U_1$ :



При нулевых начальных условиях: конденсатор С разряжен, на входе ноль.

Если входной сигнал постепенно нарастает (малейшее  $U_1 > 0$ ): диод VD2 открыт, диод VD1 заперт. Конденсатор С заряжается ООС через R1, дифференциальное сопротивление поддерживается минимальным.

$$K_U = \frac{U_R}{U_1} = 1 + \frac{R1}{R4}.$$

Ограничение:  $R1 \neq 0$ , так как при  $R1 = 0$  будет перегружен выход DA2.

Когда напряжение начинает спадать (меняется полярность входного сигнала). Диод VD1 открыт, диод VD2 заперт. ООС действует через VD1. На конденсаторе хранится накопленное напряжение.

Погрешность обуславливается утечками:

- через обратное сопротивление диода;
- через транзистор.

Если поменять направление диодов – будет накопление и хранение отрицательных полуволн напряжения (– на рис.).

### **Порядок проектирования**

Исходные данные:  $U_{1\max}$ ,  $f_{BX\max}$ ,  $\delta U_2(t_{XP})$ ,  $t_{XP\max}$ ,  $(U_R, t_R)$ ,  $K_{UD}$ .

#### **1. Выбор ОУ:**

Рассмотрим ограничения:

- a)  $U_o > U_{1\max}$ ;
- б)  $f_{CP} > 10 \cdot f_{BX\max}$ ;
- в)  $K_U > \frac{10}{\delta U_2}$ ;
- г)  $R_D \rightarrow \infty$ .

#### **2. Определение сопротивления R1:**

$$R1 = \sqrt{R_D \cdot R_{BIX}^{OV}} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность:

$$P_{R1} = \frac{U_{1\max}^2}{R1}.$$

#### **3. Выбор диодов VD1, VD2:**

- a)  $I_o < I_{BX}^{OV}$ ;
- б)  $U_{OБP} \geq 2 \cdot |U_o|$ ;
- в)  $t_{BOCT} < [10 \cdot f_{BX\max}]$ ;
- г)  $r_{OБP} \gg \frac{|U_o|}{I_o}$ ;
- д)  $r_{IP} \ll R_{BIX}^{OV}$ .

#### **4. Определение емкости C:**

Чем больше ёмкость, тем большим током её нужно заряжать, а, следовательно, должны быть строгие ограничения к операционному усилителю DA2. Это неудобно.

$$C'' > C > C',$$

$$C' = 10 \frac{I_o + I_{BX}^{OV} + I_{Cym}}{U_o \cdot \delta U_2} \cdot t_{XP\max};$$

где

$$C'' = \frac{\delta U_2}{f_{BX\max} (R_{BIX}^{OV} + r_{IP})}.$$

**5. Выбор транзисторов VT1, VT2:**

a)  $I_{C_{ym}} \rightarrow 0;$

б)  $U_{СИ\ доп} > |U_o|;$

в)  $I_C(U_R) > \frac{|U_o| \cdot C}{t_R}.$

**6. Определение сопротивления R2:**

$$R2 \geq 10 \cdot R_{\Gamma} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность рассеивается минимальная.

**7. Определение сопротивления R3:**

$$R3 = \sqrt{R_{ym} \cdot R_i} \rightarrow ДСТУ,$$

где  $R_{ym}$  - сопротивление утечки транзистора VT1,

$R_i$  - дифференциальное сопротивление канала транзистора VT1.

Мощность:  $P_{R3} = I_{ym} \cdot |U_o|.$

**8. Определение сопротивления R4:**

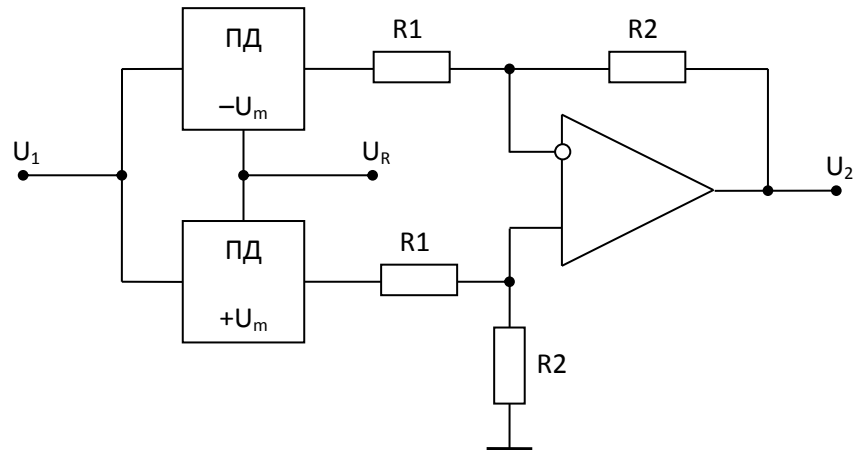
$$R4 = \frac{R1}{K_{UD} - 1} \rightarrow ДСТУ \downarrow,$$

Мощность:  $P_{R4} = \frac{U_{1\max}^2}{R4}.$

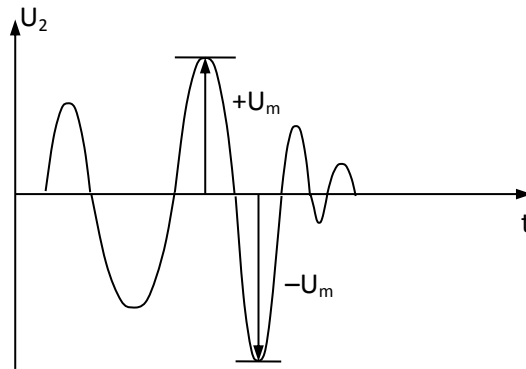


## 22 Детектор розмаху сигнала

### 10.2 Детектор размаха сигнала



Где  $U_2 = K \cdot (U_m + |-U_m|)$ ,  $K = \frac{R2}{R1}$ .

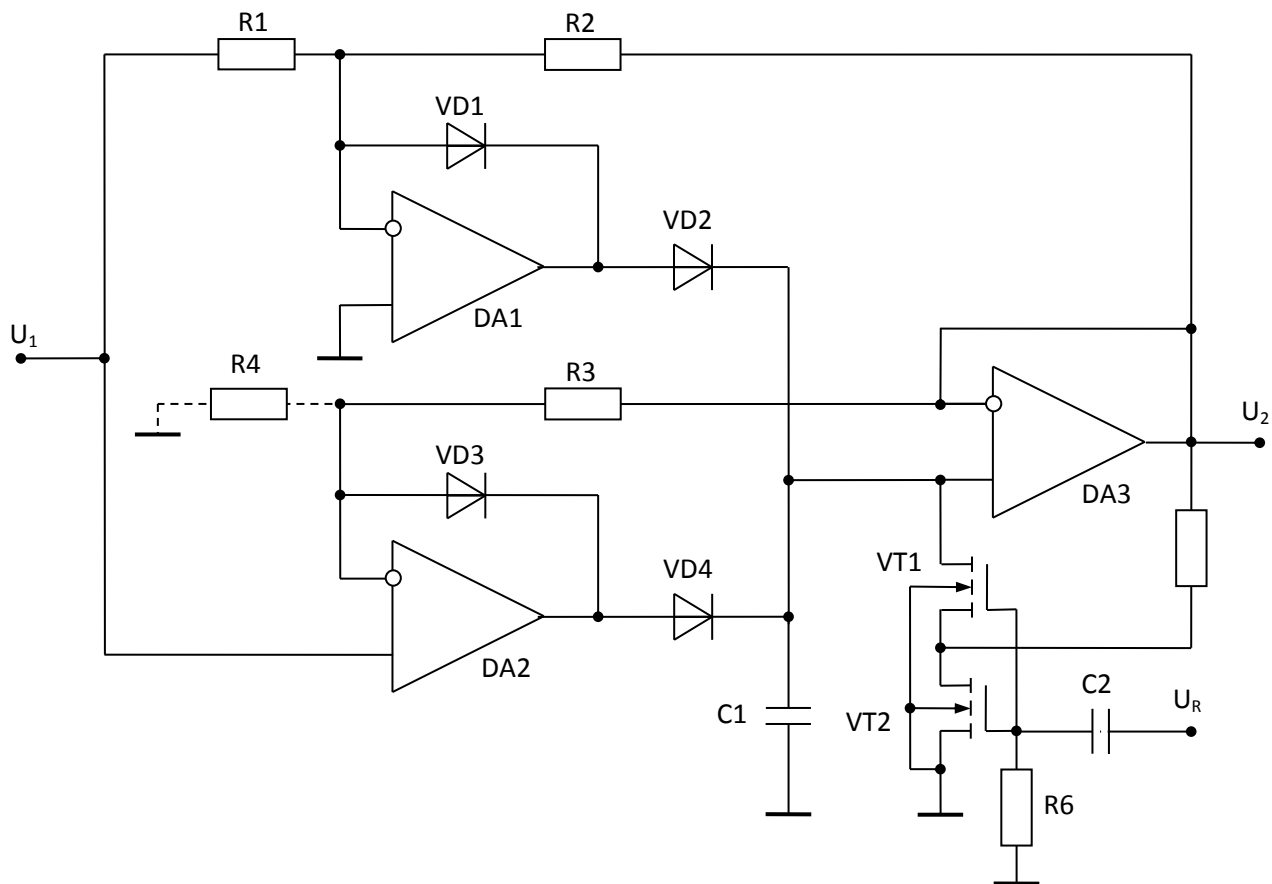


На оба входа потом подаётся сигнал RESET для сброса токовых детекторов в начальное состояние.

## 23 Детектор абсолютных значений

### 10.3 Детектор абсолютных значений

Назначение: выделить наибольшее из отклонений (минимальное или максимальное). Такой прибор называется экстрематором. Реализуется следующей схемой:



Состоит из двухполупериодного выпрямителя и устройства хранения.

$$U_2 = \max \{+U_m; |-U_m|\} \cdot K;$$

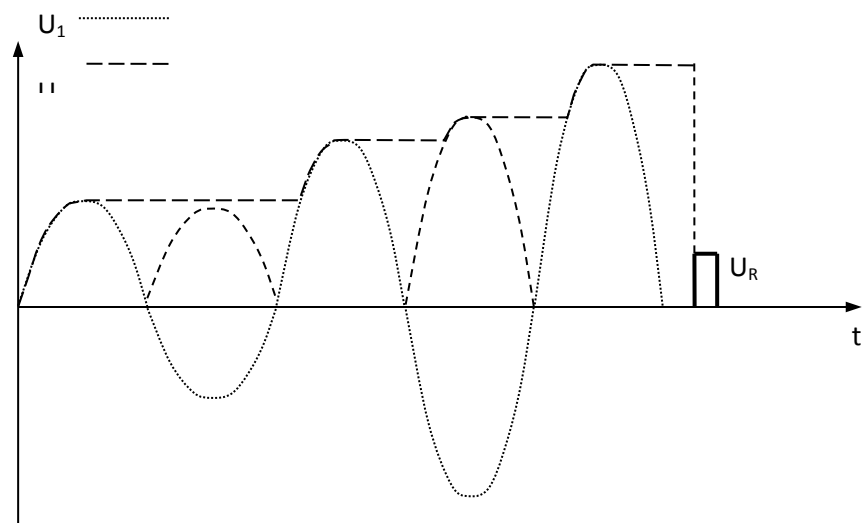
$$K = \frac{R2}{R1} = 1 + \frac{R3}{R4}.$$

Если  $R4 = \infty$ , то  $K = 1$ , то есть  $R1$  и  $R2$  должны быть равны. Всё зависит от того, передаётся сигнал с усилением или без.

Вместо обычной нагрузки используется накопительный конденсатор с высокоомными цепями разрядки.

Ключ на VT1, VT2 – для ликвидации тока утечки.

При  $K = 1$ :

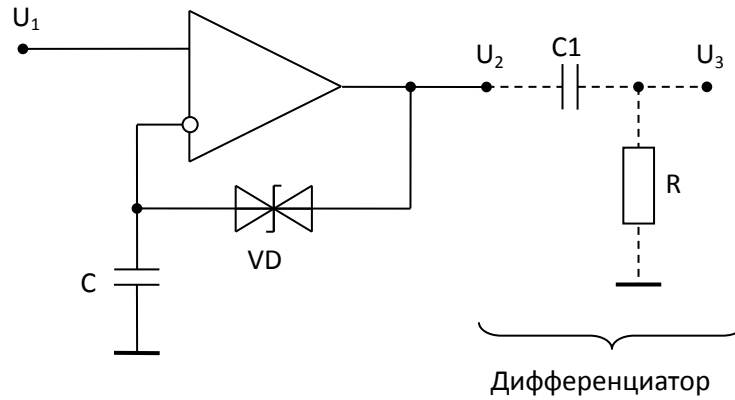


Постепенно выбирается наибольшее значение из случайного сигнала и накапливается на конденсаторе.

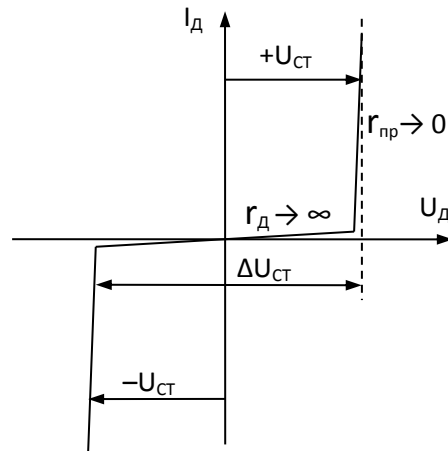
Эти устройства находят применение при анализе ЭКГ, ЭЭГ.

### 10.4 Детектор экстремумов

Позволяет найти точку прохода через максимум или минимум. Изобразим чувствительный элемент схемы: это экстрематор.

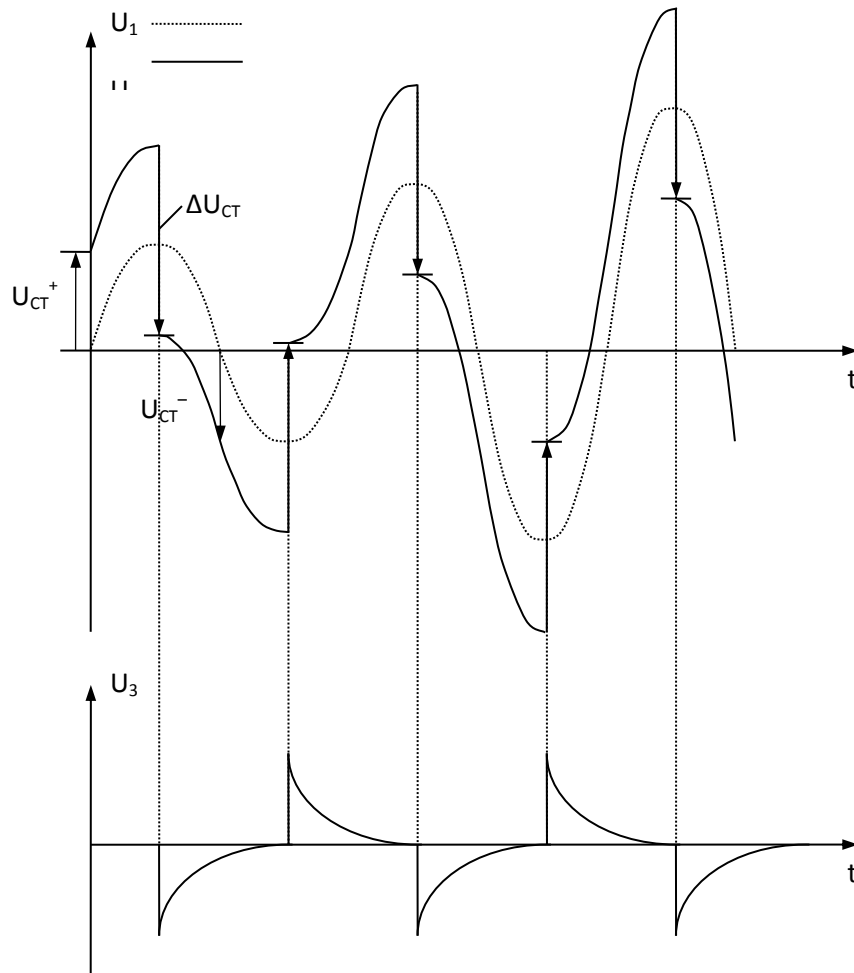


Характеристика стабилитрона симметрична:



Используется нелинейная ООС. На вход подаётся сигнал  $U_1$ , усиливается в  $K_U$  раз, стабилитрон пробивается и на конденсаторе повторяется входное напряжение, увеличенное на величину напряжения стабилитрона.

Если сигнал продифференцировать, то на выходе  $U_3$  будет сигнал, соответствующий скачкам напряжения.



Стабилитроны – достаточно быстрые приборы (почти безинерционные). И таким образом получаем быстрый скачок выходного сигнала при малейшем изменении входного сигнала.

Положительный скачок – минимум функции.

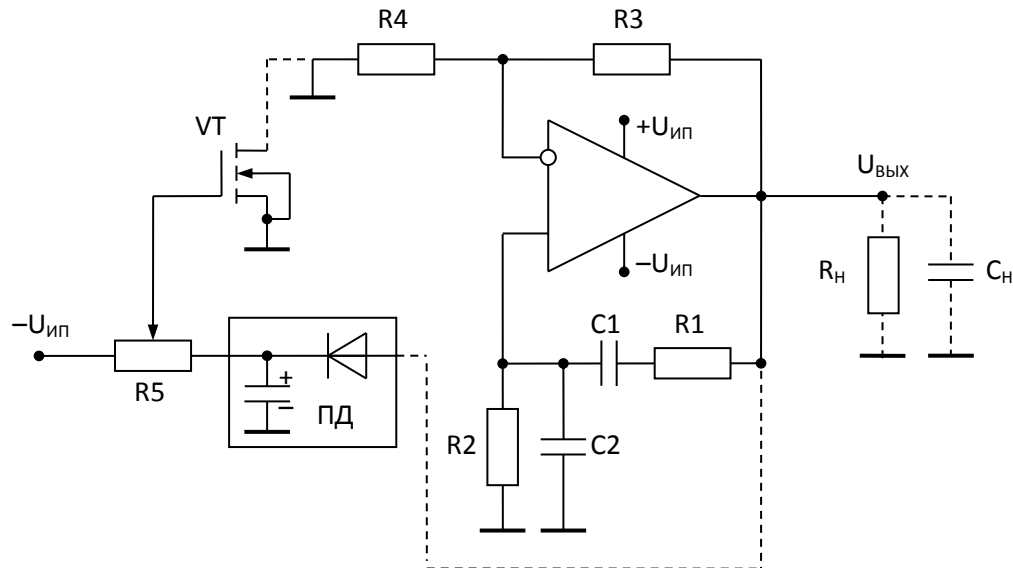
Отрицательный скачок – максимум функции.

Это простой функциональный узел, который решает задачу по детектированию экстремумов.

## 25 RC-генератор з мостом Віна-Робінсона

### 11.1 RC-генератор с мостом Вина (Робинсона)

Приведем простейшую схему.



Покажем как стабилизируется амплитуда. Рассмотрим свойства схемы без - - - - .

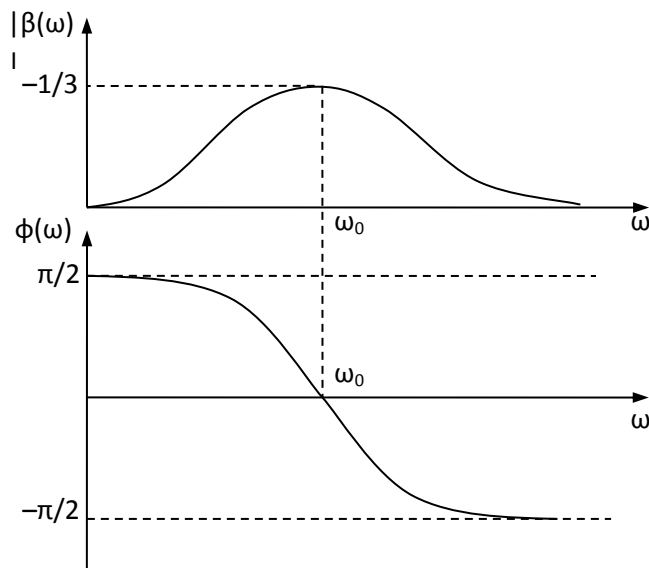
$C1, R1, C2, R2$  – частотозависимые,

$R3, R4$  – частотонезависимые.

ОУ включен между этими плечами (в диагонали моста):

$$K_U^{оос} = 1 + \frac{R3}{R4}.$$

Чтобы ОС была положительной, фазовый сдвиг на частоте  $\omega_0$  должен быть равен нулю.



Для случайных значений  $R1, C1$  и  $R2, C2$  частота определяется как:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}},$$

$$\beta(\omega_0) = \left(1 + \frac{R1}{R2} + \frac{C2}{C1}\right)^{-1}.$$

Частный случай:

$$R1 = R2 = R;$$

$$C1 = C2 = C;$$

$$\Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{R \cdot C} = 2\pi \cdot f_0.$$

$$\beta(\omega_0) = \frac{1}{3} - \text{максимальный коэффициент передачи.}$$

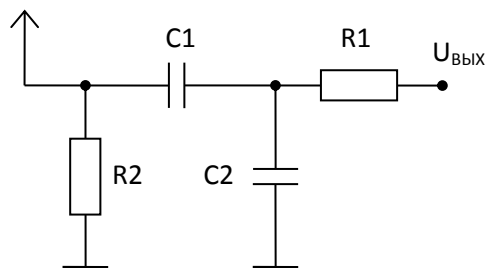
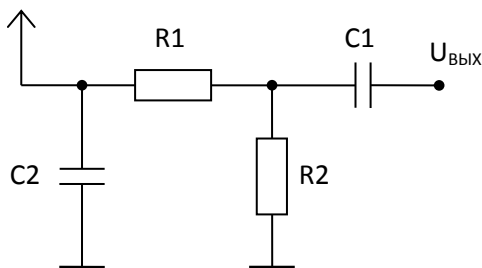
Следовательно, для обеспечения условия самовозбуждения  $K_U^{ооc}$  должен быть равен трём:

$$K_U^{ооc} = 3.$$

$R1, C2$  – интегрирующее звено,

$R2, C1$  – дифференцирующее звено.

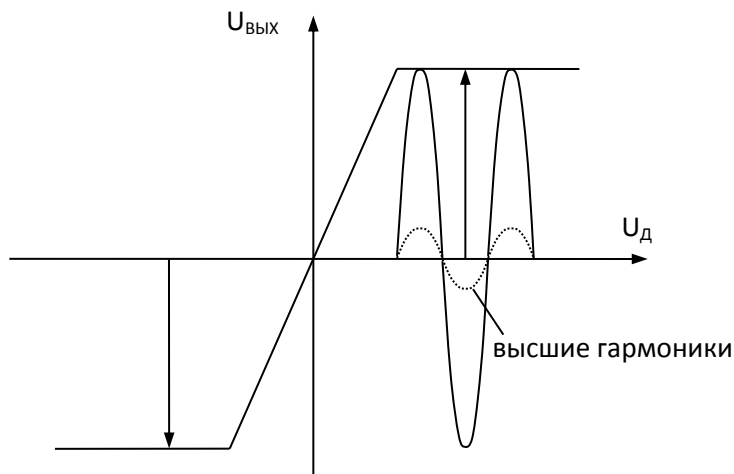
Эти звенья можно комбинировать:



$$\beta(\omega_0) = \left(1 + \frac{C1}{C2} + \frac{R2}{R1} \cdot \frac{C1}{C2}\right)^{-1}$$

$$\beta(\omega_0) = \left(1 + \frac{R2}{R1} + \frac{R2}{R1} \cdot \frac{C2}{C1}\right)^{-1}$$

Амплитуда выходного сигнала определяется передаточной характеристикой самого ОУ:



За счет резкого перехода из усилительного режима в режим ограничения появляются нелинейные искажения. Любые нелинейные искажения приводят появлению высших гармоник.

Дифференциальное сопротивление транзистора можно регулировать подачей определённого напряжения на затвор.

Чем больше выходное напряжение, тем больше положительное напряжение, а, следовательно, тем большее положительное напряжение подаётся на затвор, глубина обратной связи растёт и сигнал затухает.

Чем меньше выходное напряжение, тем меньше напряжение на пиковом детекторе, а, следовательно, увеличивается отрицательное напряжение, подаваемое на затвор, сопротивление транзистора уменьшается и он открывается, глубина обратной связи падает и сигнал растёт, а значит, напряжение стабилизируется.

Это система со следящей связью.

### **Порядок проектирования**

Исходные данные:  $U_{\text{ВЫЛ } m}, R_H, C_H, f_0, T_{\text{ОКР}}, \tau_{\text{РЕГ}}$ .

#### **1. Выбор ОУ:**

Рассмотрим ограничения:

- а)  $|U_o| \geq U_{\text{ВЫЛ } m};$   
 $|U_o| \geq U_{\text{ИП}} - (1,5 \dots 2)B;$
- б)  $f_{\text{CP}} > f_{0\text{max}};$
- в)  $K_U > \left[ \frac{1}{\beta(\omega_0) \cdot \delta f_0} \right].$

#### **2. Определение сопротивления:**

$$R1 = R2 = R3 = R = \sqrt{R_d \cdot R_{\text{ВЫЛ}}^{\text{ОВ}}} \rightarrow \text{ДСТУ}.$$

Мощность:

$$P_{R1} = P_{R3} = \frac{4 \cdot U_0^2}{9 \cdot R};$$

$$P_{R2} = \frac{U_0^2}{9 \cdot R}.$$

#### **3. Определение емкостей:**

$$C1 = C2 = C = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot R} \rightarrow \text{ДСТУ}.$$

#### **4. Определение сопротивления R4:**

$$R4 = \frac{R}{2} \rightarrow \text{ДСТУ} \downarrow.$$



Мощность:  $P_{R4} = \frac{U_0^2}{9 \cdot R}$ .

**5. Выбор транзистора VT:**

a)  $I_{с доп} > \frac{U_{BbIX\ m}}{3 \cdot R}$ ;

б)  $U_{сн доп} > \frac{U_{BbIX\ m}}{3}$ ;

в)  $U_{сг} > 0$   $p$  – канал,  
 $U_{сг} < 0$   $n$  – канал.

**6. Определение сопротивления R4':**

$$R4' = R4 - R1 \quad (U_{3И} = 0).$$

**7. Определение сопротивления R5:**

$$R5 = \sqrt{R_{VT} \cdot R_{BbIX}^{OV}} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность:  $P_{R5} = \frac{4 \cdot U_0^2}{R5}$ .

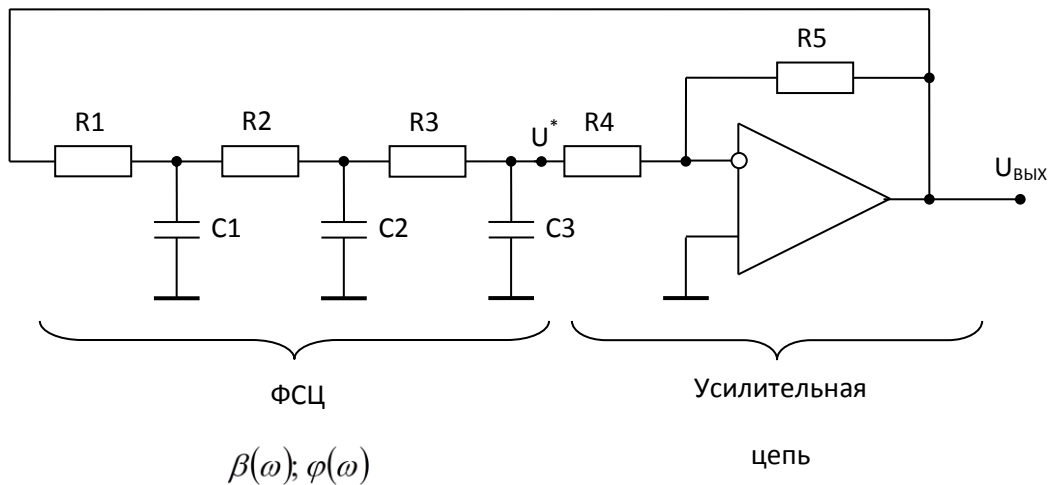
**8. Определение емкости C3:**

$$C3 = \frac{\tau_{PEГ}}{R5} \rightarrow ДСТУ.$$

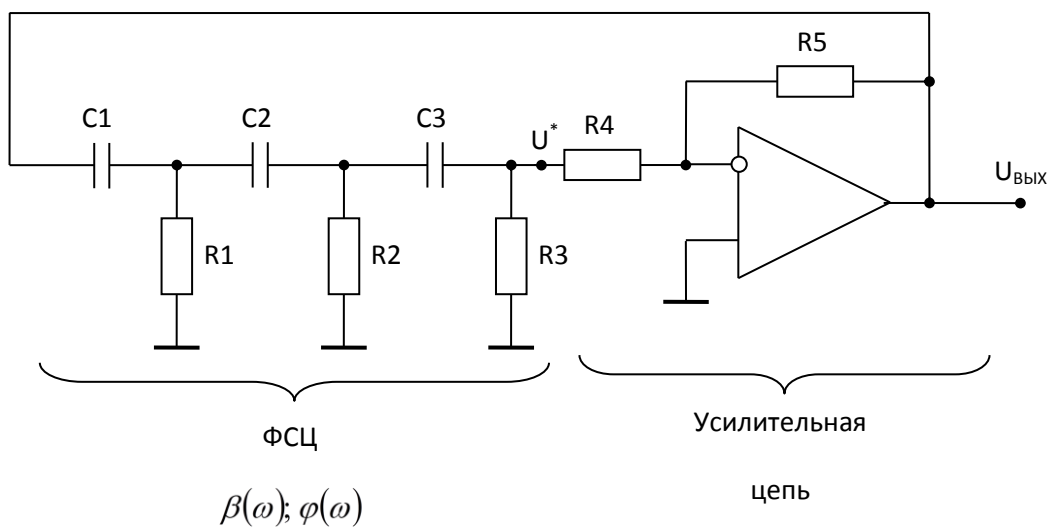
## 26 RC-генератор с потрѣбною схемою фазового зсуву

### 11.2 RC-генераторы с трёхзвенъевой фазосдвигающей цепью (ФСЦ)

Для обеспечения баланса фаз (фазовый сдвиг равен  $2\pi$ ) нужно как минимум 2 звена – для идеальной цепи ( $f = 0$  или  $f = \infty$ ); для реальных частот – требуется 3 звена.



Каждое RC-звено обеспечивает задержку сигнала. Эти звенья – интегрирующие. Чтобы было опережение сигнала, необходимы дифференцирующие звенья.



Принцип работы отобразим на общем графике АЧХ и ФЧХ.

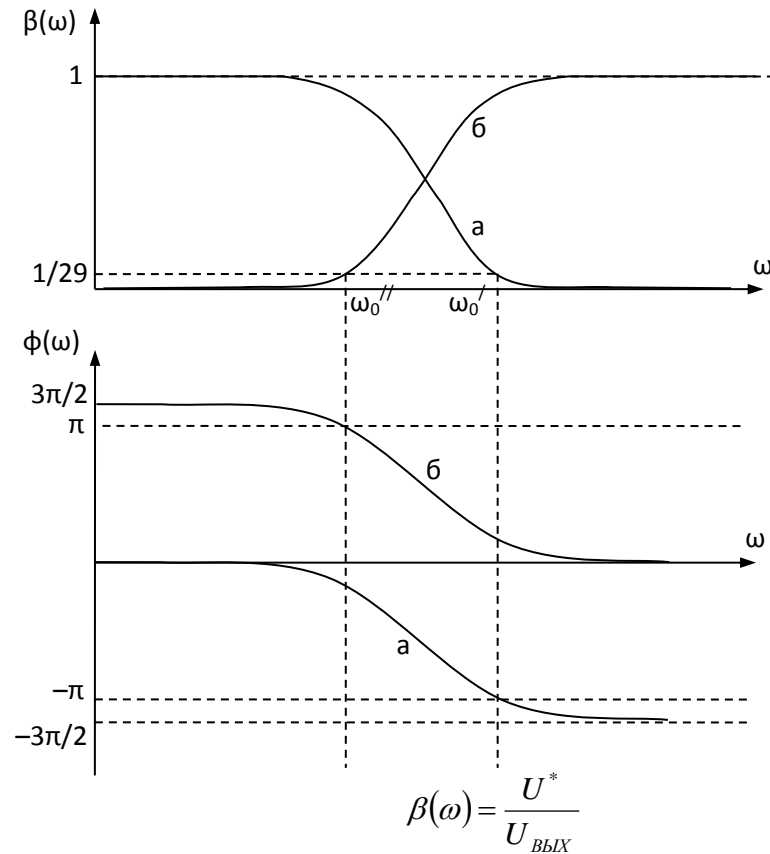


Схема а): По мере роста частоты увеличивается шунтирующее влияние ёмкостей, сигнал ослабляется. На частоте  $\omega=0$  фазовый сдвиг равен нулю, по мере роста частоты он увеличивается и достигает значения  $-\frac{3\pi}{2}$ .

Схема б): По мере уменьшения ёмкостного сопротивления амплитуда сигнала увеличивается. На частоте  $\omega=0$  фазовый сдвиг максимален. С ростом частоты фазовый сдвиг стремится к нулю.

Условие самовозбуждения возникает тогда, когда суммарный фазовый сдвиг равен  $\pi$  (на частоте  $\omega_0'$  — для схемы а, и на частоте  $\omega_0''$  — для схемы б).

При одних и тех же значениях  $R, C$  частота для схемы б) будет меньше.

Частный случай:  
 $R1 = R2 = R3 = R,$   
 $C1 = C2 = C3 = C.$

Тогда для схемы а):  $\omega_0' = \frac{\sqrt{6}}{RC}, f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot RC}.$

для схемы б):  $\omega_0'' = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot RC}, f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot RC}.$

В схеме а) действует не только частотозависимая ОС, но и ОС по постоянному току. Через  $R5$  — глубокая стабилизирующая ОС.

В схеме б) действует глубокая ОС через  $R5$ .

### 3. Определение сопротивления $R_4$ :

$$R4 = \frac{R5}{29} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

Мощность:  $P_{R4} = \left( \frac{U_{2m}}{29} \right)^2 \cdot \frac{1}{R4}.$

#### 4. Определение сопротивлений $R1, R2, R3$ :

$$R = R1 = R2 = R3 = (0,1..0,2)R4.$$

Мощности:

$$P_{R1} = \frac{U_{2m}^2}{R1}, \quad P_{R2} = \left( \frac{U_{2m}}{16} \right)^2 \cdot \frac{1}{R2}, \quad P_{R3} = \left( \frac{U_{2m}}{29} \right)^2 \cdot \frac{1}{R3}.$$

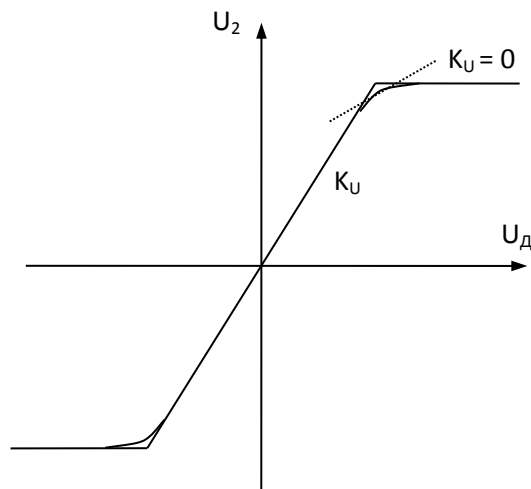
#### 5. Определение емкостей:

$$C1 = C2 = C3 = C,$$

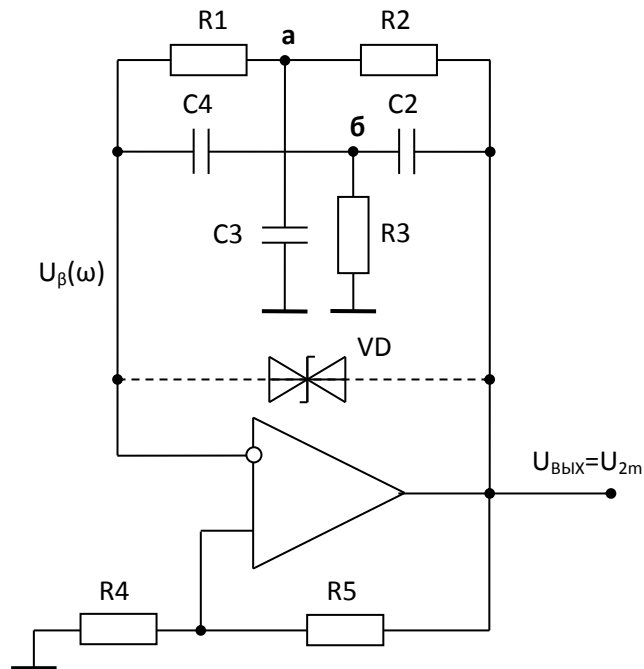
$$a: C' = \frac{\sqrt{6}}{\omega_0 \cdot R} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot f_0 \cdot R} \rightarrow ДСТУ,$$

$$б: C'' = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot \omega_0 \cdot R} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot f_0 \cdot R} \rightarrow ДСТУ.$$

Если бы переход из линейной области в область ограничения был бы не таким резким (желателен сопрягающий участок), тогда не было бы нелинейных искажений.

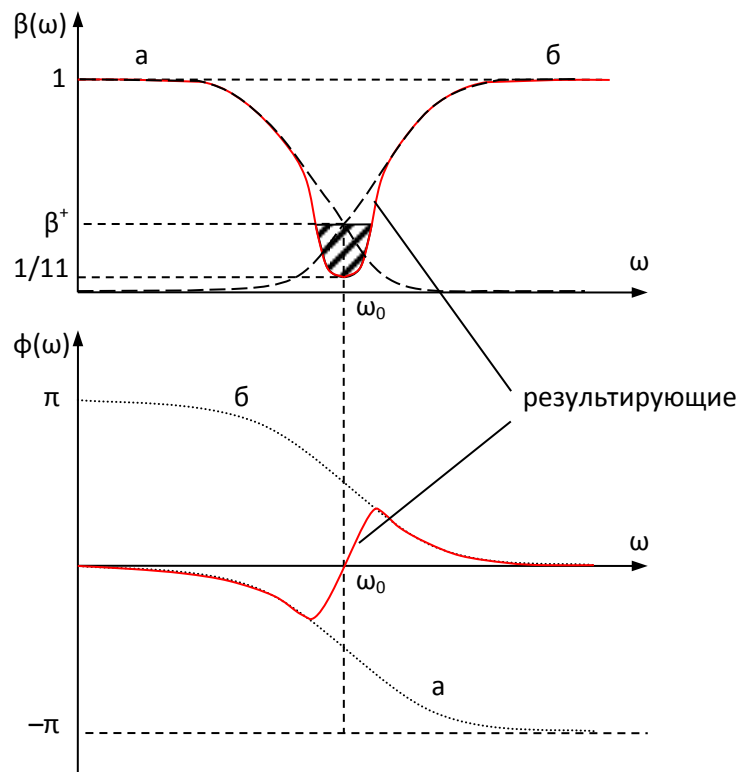


### 11.3 RC-генератор с двойным Т-мостом



В схеме действует два типа связи: частотозависимая ООС и частотонезависимая ПОС. Сигнал  $U_{\beta}(\omega)$  формируется на двух цепочках.

Коэффициент передачи цепи  $R2 - C3$  (а) на низких частотах максимален, цепи  $R3 - C2$  (б) – нулевой. Появляется избирательность.



а) На низких частотах  $|K_U|$  определяется основной цепочкой, а фазовый сдвиг нулевой. По мере роста частоты сдвиг увеличивается.

б) На низких частотах максимальный фазовый сдвиг. По мере роста частоты он уменьшается.

Коэффициент передачи:

$$\beta^+ = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \geq \frac{1}{11}.$$

$\beta^+$  не зависит от частоты.

**Термостабилизация схемы:**

$$U_0^{+(-)} = U_{III} - (1,5...2)V,$$

где 1,5...2В – это напряжение, которое падает на  $p-n$  переходе. Это напряжение зависит от температуры, а, значит, и напряжение  $U_0^{+(-)}$  зависит от температуры.

Чтобы ввести термостабилизацию ставим стабилитроны (термокомпенсированные). Также они обеспечивают стабильность сигнала и необходимую величину амплитуды.

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \cdot \sqrt{\frac{R_1 \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2)}{R_3 \cdot C_3 \cdot (R_1 + R_2)}},$$

$$R_1 = R_2 = R_i, \quad R_3 = n \cdot R;$$

$$C_1 = C_2 = C_i, \quad C_3 = \frac{C}{n};$$

$$n = 0,2...0,5;$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}.$$

### Порядок проектирования

Исходные данные:  $U_{ВЫХ\ m}, R_H, C_H, f_0, T_{ОКР}, \tau_{РЕГ}$ .

#### 1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$а) \quad |U_0^{+(-)}| \geq U_{2m};$$

$$б) \quad V > 2\pi \cdot f_0 \cdot U_{2m};$$

$$в) \quad K_U \gg 29;$$

где  $V$  – скорость изменения выходного сигнала  $\left[ \frac{B}{мс}; \frac{\kappa B}{с} \right]$ .

#### 2. Определение сопротивления:

$$R_1 = R_2 = R_5 = R = \sqrt{R_D \cdot R_{ВЫХ}^{ОУ}} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$$

Мощность:

$$P_{R5} = \frac{U_{2m}^2}{R}, \quad P_{R1,R2,R3} = \frac{U_{2m}^2}{4R}.$$

3. Определение сопротивления  $R3$ :

$$R3 = n \cdot R \rightarrow ДСТУ.$$

4. Определение сопротивлений  $R4$ :

$$R4 = \frac{R}{10} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность:  $P_{R2} = \left( \frac{U_{2m}}{11} \right)^2 \cdot \frac{1}{R4}.$

5. Определение емкостей:

$$C1 = C2 = C = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot R} \rightarrow ДСТУ.$$

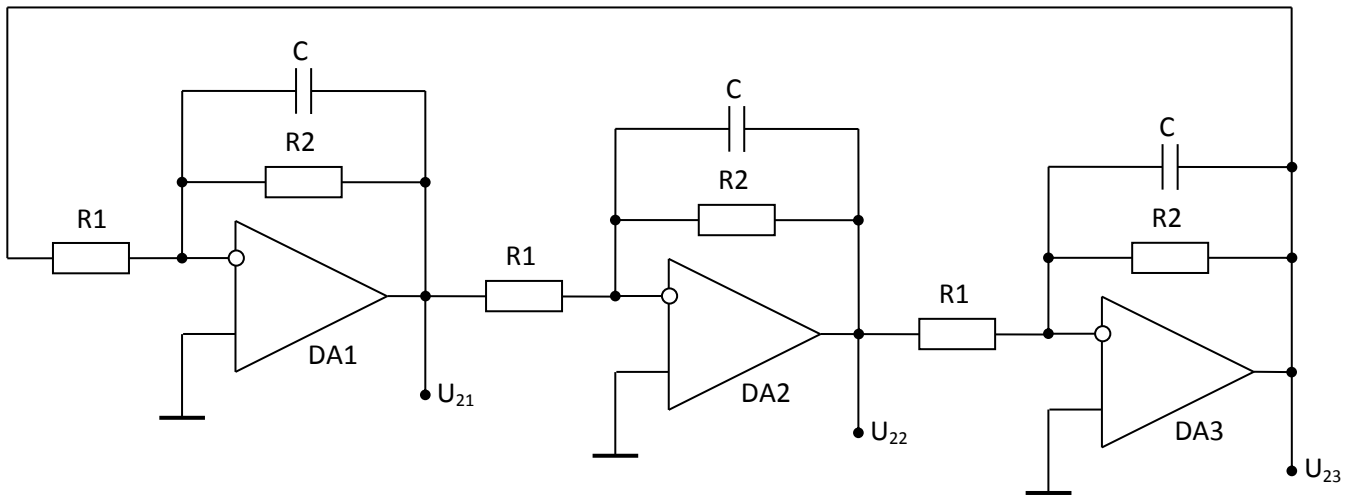
6. Определение емкости  $C3$ :

$$C3 = \frac{C}{n} \rightarrow ДСТУ.$$

7. Выбирается стабилитрон (с напряжением пробоя, требуемым для нужной амплитуды).



### 11.4 RC-генератор трёхфазных сигналов



Результирующий фазовый сдвиг на частоте резонанса равен:

$$-60^\circ \pm \underbrace{180^\circ}_{\text{за счет емкости } C} = \begin{cases} +120^\circ \\ -240^\circ \end{cases}$$

Условие самовозбуждения:

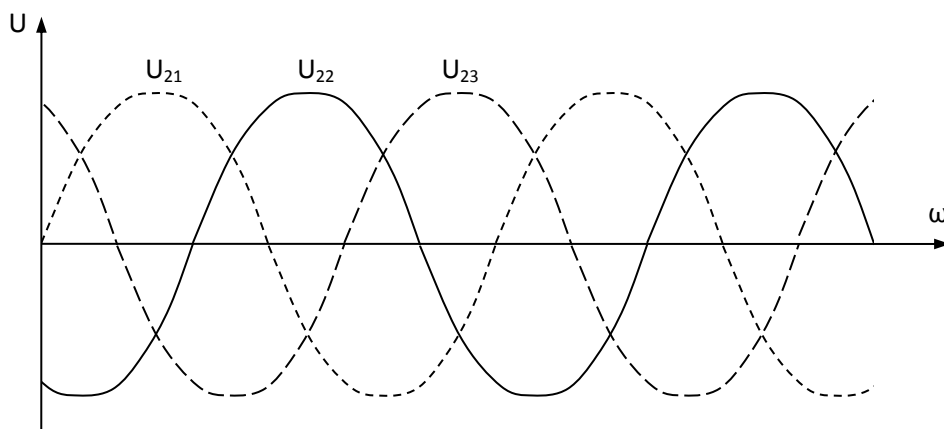
$$\frac{R2}{R1} \geq 2.$$

$K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = 1$  – в стационарном режиме.

Амплитуда растет до тех пор, пока один из усилителей не попадет в режим ограничения (этот усилитель определит стационарность режима). Остальные 2 усилителя продолжают работать в линейном режиме.

$$K_i = -\frac{R2 \parallel X_C}{R1};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}.$$



## Порядок проектирования

Исходные данные:  $U_{\text{ВЫХ } m}, R_H, C_H, f_0, T_{\text{ОКР}}, \tau_{\text{РЕГ}}$ .

### 1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$a) \quad |U_o^{+(-)}| \geq U_{2m};$$

$$б) \quad V > 2\pi \cdot f_0 \cdot U_{2m};$$

$$в) \quad K_U \gg 29;$$

где  $V$  – скорость изменения выходного сигнала  $\left[ \frac{B}{мс}; \frac{\kappa B}{с} \right]$ .

### 2. Определение сопротивления:

$$R2 = \sqrt{R_d \cdot R_{\text{ВЫХ}}^{\text{ОУ}}} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R2} = \frac{U_{2m}^2}{R2}.$$

### 3. Определение сопротивлений $R1$ :

$$R1 = \frac{R2}{2} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R1} = \frac{U_{2m}^2}{4 \cdot R1}.$$

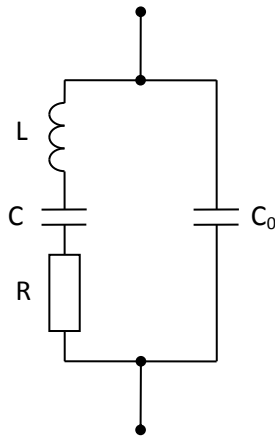
### 5. Определение емкости:

$$C = \frac{\sqrt{3}}{2\pi \cdot f_0 \cdot R} \rightarrow ДСТУ;$$

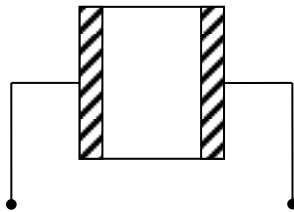
$$\omega_0 = \frac{\sqrt{3}}{C \cdot R}.$$

## 12. Кварцевые генераторы

Кварцевые генераторы обеспечивают наибольшую стабильность частоты. Кварцевые генераторы вблизи резонансной частоты имеют эквивалентную схему:



Пьезоэлектрический резонатор:

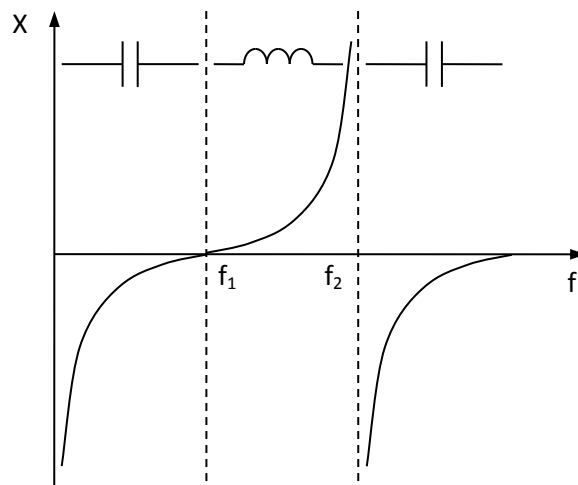


Элементы  $L$ ,  $C$ ,  $R$  называются динамическими и задают рабочую частоту.

$L$ ,  $C$  – последовательный контур, который моделирует работу пьезоэлектрического материала.  $R$  – характеризует необратимые потери при колебательном процессе. Импеданс двухполюсника:

$$Z = \frac{j}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 \cdot L \cdot C - 1}{C_0 + C - \omega \cdot L \cdot C \cdot C_0}.$$

График реактивной составляющей сопротивления:



Активной составляющей можно пренебречь в силу высокой добротности.

Имеет частоты последовательного  $f_1$  и параллельного  $f_2$  резонанса.

Последовательный резонанс –  $LC$ ; параллельный резонанс –  $LC$  и  $C_0$ .

Они находятся очень близко, разница между ними не превышает одного процента.

Генератор может возбуждаться только между частотами  $f_1$  и  $f_2$ :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}};$$
$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{C + C_0}{L \cdot C \cdot C_0}}.$$

Активной составляющей пренебрегаем:

$$f_2 = f_1 \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}.$$

Диапазон частот: от 1 кГц до 250 МГц.

Схемы на кварцевых резонаторах классифицируют по параметрам:

- 1) по частотам возбуждения резонатора;
- 2) по характеру возбуждения;
- 3) по месту включения резонатора:
  - трёхточечные генераторы.

Обобщенная схема:

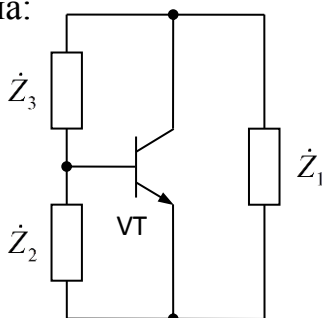
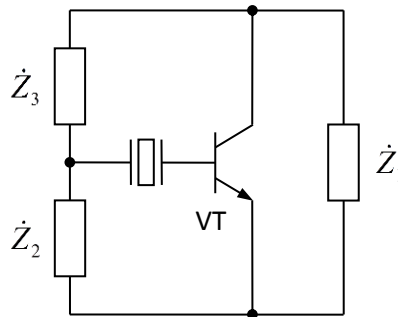


Схема по переменному току, в одном из  $Z$  кварцевый резонатор, остальные элементы могут носить ёмкостной и индуктивный характер.

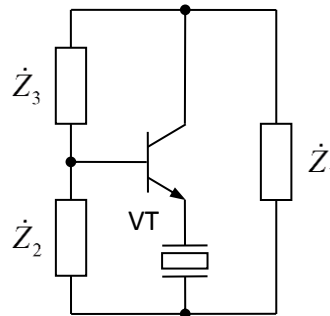
Если кварцевый резонатор на месте  $\dot{Z}_3$  – это емкостная трехточка, тогда  $\dot{Z}_1$  и  $\dot{Z}_2$  носят емкостной характер.

Если кварцевый резонатор на месте  $\dot{Z}_1$  или  $\dot{Z}_2$  – это индуктивная трехточка.

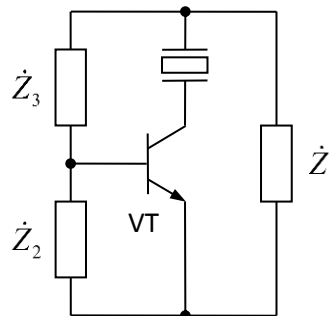
- генераторы с включением резонатора в цепи ОС:
  - включение кварцевого резонатора в цепи базы



- включение кварцевого резонатора в цепи эмиттера



- включение кварцевого резонатора в цепи коллектора



Для схем характерно:

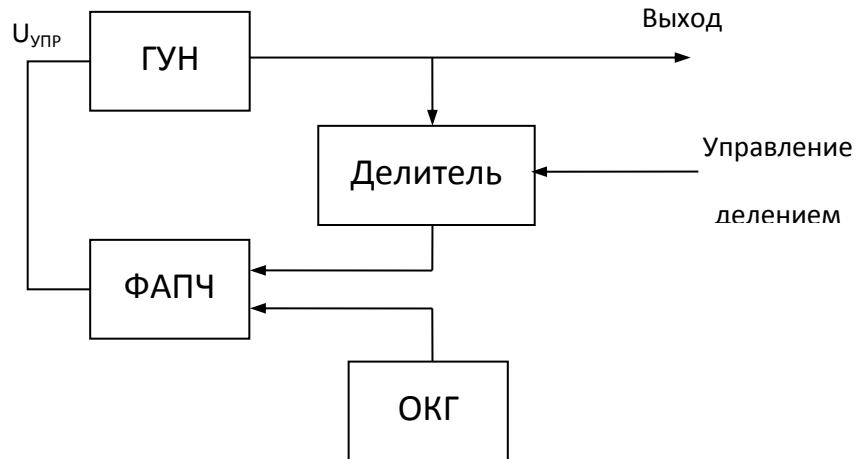
- ✓ возбуждаются на частоте последовательного резонанса  $f_1$ ;
- ✓ менее критичны к значению сопротивления  $R$ , которое отражает потери (допускают большие значения  $R$ );
- ✓ при той же мощности рассеяния на кварцевом резонаторе, увеличивается выходное напряжение на нагрузке;
- ✓ стабильность меньше, поэтому применяется редко. Работает в небольшом диапазоне частот.

### Методы стабилизации генераторов повышенных частот ( $> 250$ МГц)

- 1) Кварц можно возбуждать на высших механических гармониках. Схема генератора настраивается таким образом, что возбуждение возможно на удвоенной, утроенной и т.д. частотах. Кварц ведет себя

аналогично как на частоте  $f$ , но амплитуда колебаний при этом уменьшается.

- 2) Умножение основной частоты возбуждения. Кварцевый генератор работает на основной частоте. К выходу генератора подключают нелинейный элемент, который вносит искажения в гармонический сигнал, а, следовательно, появляются высшие гармоники, которые затем отфильтровываются колебательным контуром.
- 3) Синтезатор частот.



ГУН – генератор, управляемый напряжением (его частота управляется варикапом).

ОКГ – опорный кварцевый генератор.

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты. ФАПЧ сравнивает два сигнала. Если напряжение сигналов отличается, он выдаёт соответствующее управляющее напряжение, которое подстраивает ГУН.

**Рассмотрим конкретные реализации схем:**

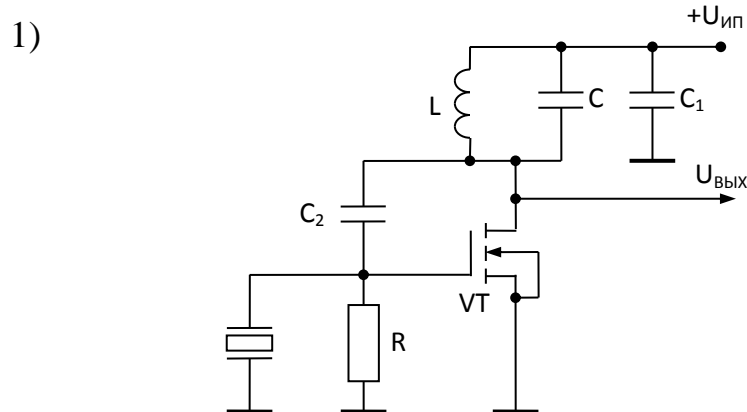


Схема эквивалентна индуктивной трёхточке.

$$f \in [f_1 \dots f_2]$$

Условие самовозбуждения выполняется, только если кварцевый резонатор имеет индуктивное сопротивление. Колебательный контур параллельный и также имеет индуктивное сопротивление.

2)

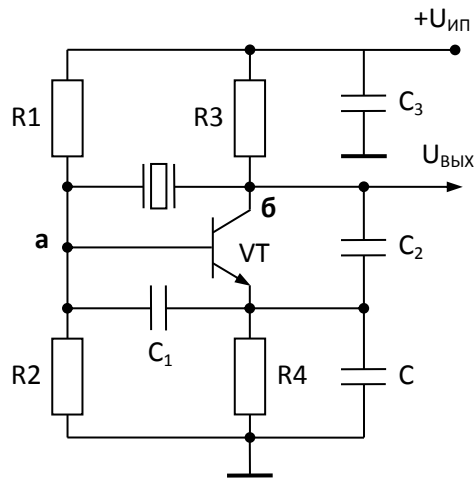


Схема эквивалентна ёмкостной трёхточке.

Кварц эквивалентен индуктивности  $C$ .  $C \gg C_1, C_2$  Колебательный контур параллельный. Должен выполняться баланс амплитуд. Вначале работы схемы коэффициент передачи усилителя на 15 – 20 % меньше, чем требуется при работе.

а - б – колебательный контур;

а – вход, б – выход.

3)

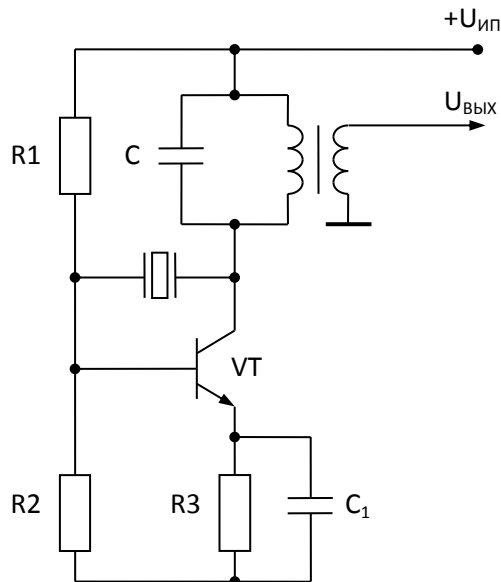
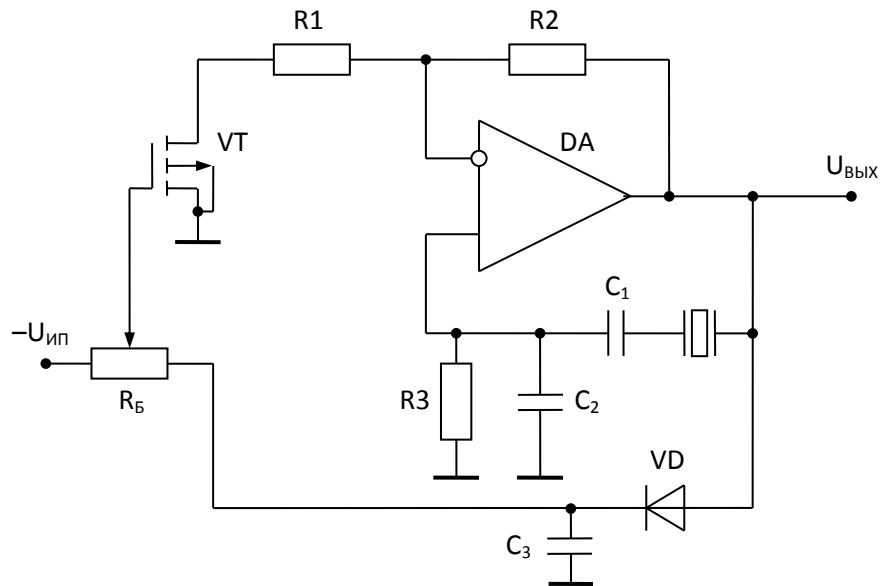


Схема эквивалентна ёмкостной трёхточке.

Подкачка затухающих колебаний. Амплитуда ограничена с учетом свойств нелинейных элементов.

На частоте резонанса кварца контур имеет емкостное сопротивление.

4)

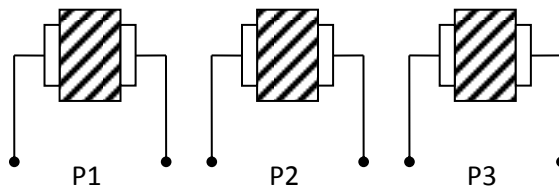


Вариант моста Вина, только с кварцем.

Резонатор возбуждается на частоте последовательного резонанса. Проектирование аналогично RC генератору с мостом Вина.

Расчеты по схемам очень сложны. Амплитуда ограничения определяется нелинейными свойствами самих элементов.

Одно из применений – диагностика по анализу газов и жидкости. Кварц обеспечивает высокую точность (соединение до 32 датчиков):



Можно получить селективный датчик для многих веществ. Кварц будет “отходить” от основной частоты в зависимости от количества молекул, которые осаждаются на селективной поверхности.



### 13.1 Балансные модуляторы (амплитудные)

Допустим есть несущий высокочастотный сигнал:

$$U_H(t) = U_{Hm} \sin(\omega_H \cdot t + \varphi),$$

и низкочастотный модулирующий:

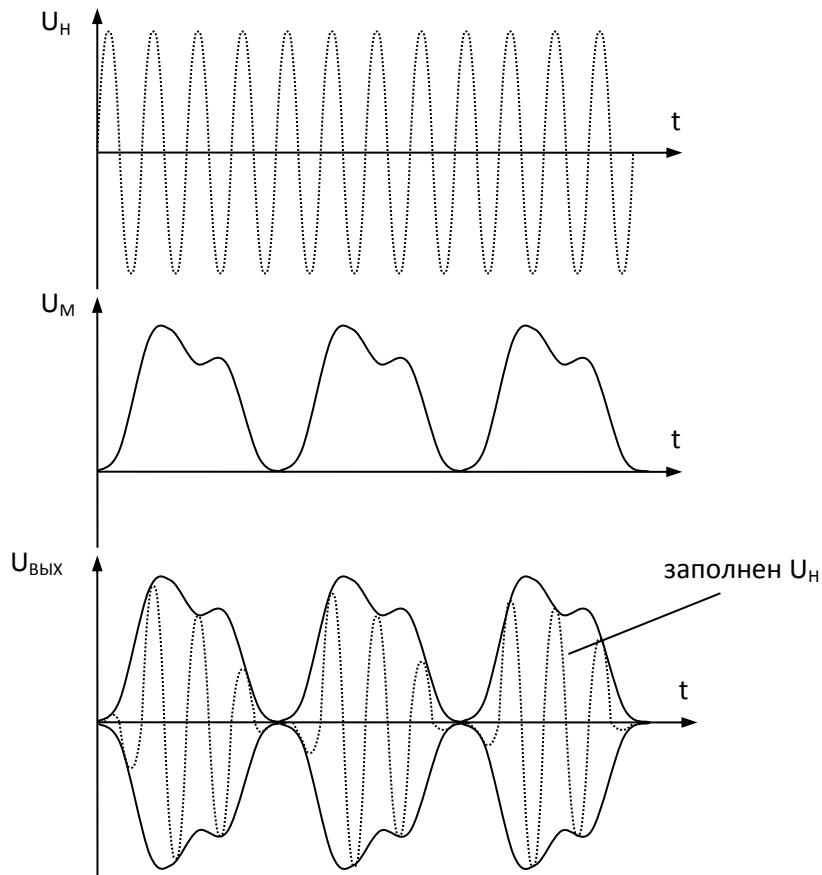
$$U_M(t) = U_{Mm} \sin(\omega_M \cdot t + \varphi).$$

Рассмотрим частный случай, когда фазовые сдвиги нулевые.



Где  $U_{ВЫХ} = k \cdot U_{Mm} \cdot \sin \omega_M t \cdot U_{Hm} \cdot \sin \omega_H t = A(t) \cdot \sin \omega_H t$ .

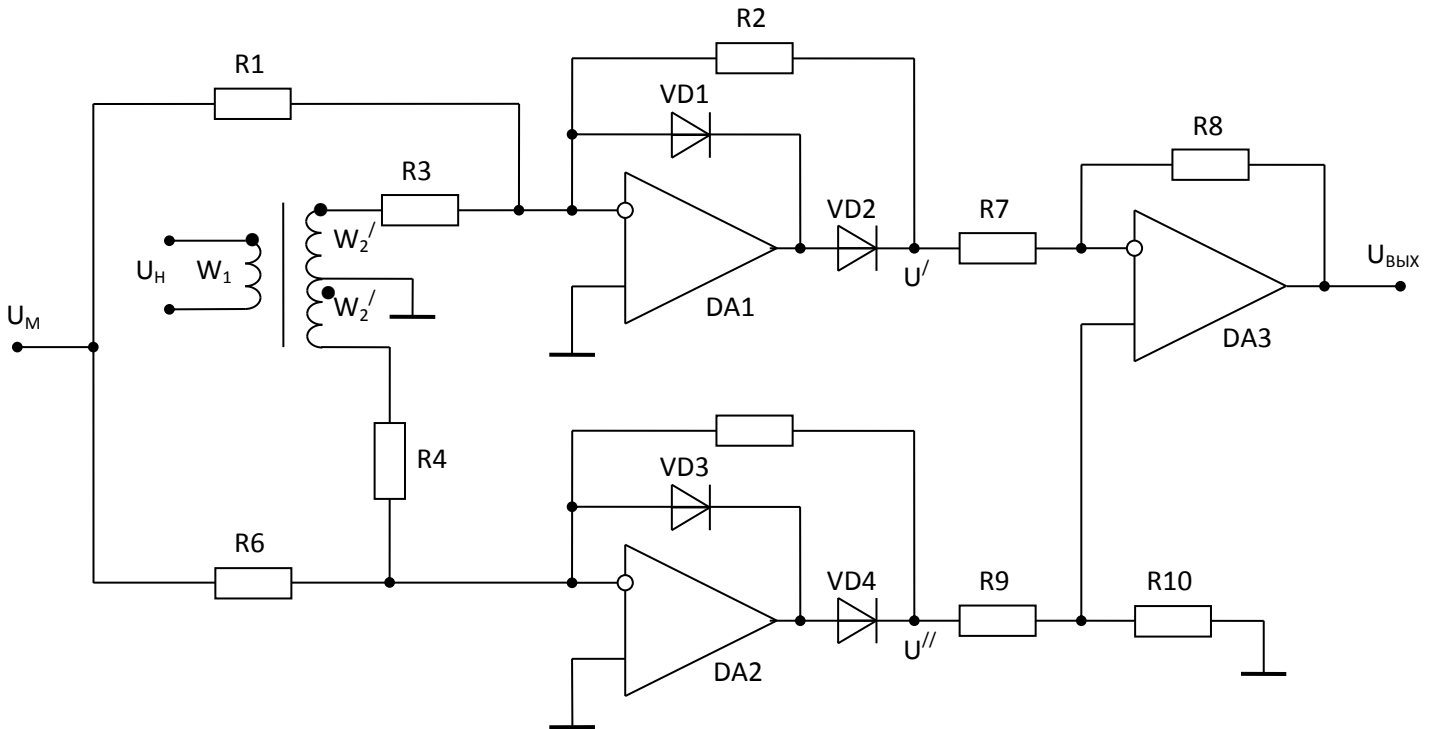
$A(t)$  – амплитуда, меняется по закону огибающей. Величина  $A(t)$  изменяется медленно по сравнению с  $\sin \omega_H t$ .



Такой сигнал может быть передан по каналу в нужном диапазоне частот.

## 13.2 Модулятор на основе выпрямителей-сумматоров

Пусть есть некий модулирующий сигнал, который нужно преобразовать в высокочастотный. Для этого используют схему:



Принцип работы: подаём нулевой сигнал на модулирующий вход, и, таким образом, есть только несущий сигнал  $\omega_H$  (синусоидальный):

$$\omega_H \geq \omega_M.$$

✓ Для положительной полуволны:

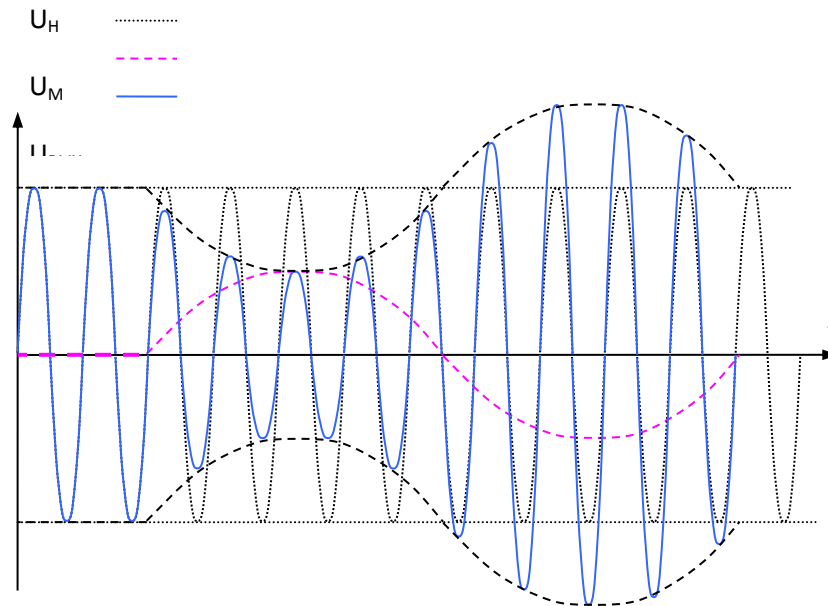
На DA1 – инвертирующий усилитель. Следовательно, на его выходе получаем отрицательную полуволну. Диод VD2 оказывается закрытым. Напряжение  $U' = 0$ , ОС разорвана. На DA2 поступает отрицательная полуволна, которая преобразуется в положительную. Диод VD4 – открыт, диод VD3 – закрыт. Положительная полуволна поступает на неинвертирующий вход вычитателя и передаётся на выход как положительная полуволна.

✓ Для отрицательной полуволны:

Положительная полуволна не проходит через DA2, отрицательная полуволна проходит через DA1 и инвертируется в положительную. Диод VD2 – открыт, диод VD1 – закрыт. В точке  $U'$  – положительная полуволна, которая поступает на инвертирующий вход DA3. Тогда на выходе имеем отрицательную полуволну.

Таким образом, на выходе – переменный сигнал с постоянной амплитудой. Если на модулирующий вход подаём какое-то напряжение, все процессы повторяются, но уже для суммы сигналов. Следовательно, амплитуда на выходе изменяется на соответствующее значение.

Так, положительный потенциал  $U_M > 0$  приводит к снижению амплитуды выходного сигнала. Когда амплитуда выходного сигнала равна нулю, это 100%-ная модуляция. Отрицательный потенциал  $U_M < 0$  приводит к росту амплитуды.



Каналы должны быть симметричными, поэтому выбирают:

$$R1 = R6, \quad R3 = R4, \quad R2 = R5, \quad R8 = R10, \quad R7 = R9.$$

Коэффициенты отношения сопротивлений:

$$K_1 = -\frac{R2}{R1} = -\frac{R5}{R6};$$

$$K_2 = -\frac{R2}{R3} = -\frac{R5}{R4};$$

$$K_3 = -\frac{R8}{R7};$$

$$K_4 = -\frac{R10}{R9} = |-K_3|.$$

В результате получаем:

$$U' = U_H \cdot n \cdot K_2 + U_M \cdot K_1;$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_4 \cdot U'' - K_3 \cdot U'.$$

Сигнал не должен превышать значения, которое соответствует 100%-ной модуляции, иначе могут возникнуть искажения:

$$U_H(t) \cdot n \cdot K_2 + U_M \cdot K_1 \geq 0,$$

где  $n$  — коэффициент трансформации.

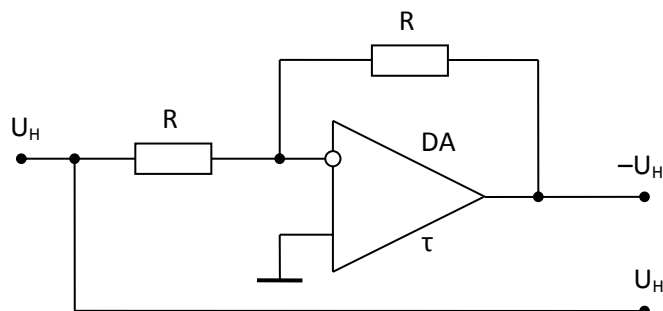
Недостатки схемы:

- ✓ нетехнологичность;
- ✓ габариты;
- ✓ масса;
- ✓ стоимость.

Достоинства схемы:

- ✓ трансформатор позволяет получить два противофазных сигнала без фазового сдвига (искажений).

Если взять более компактную схему:



Работа схемы возможна, если частота достаточно низкая. При высоких частотах время запаздывания  $\tau$  в усилительном тракте может привести к серьёзным фазовым искажениям.