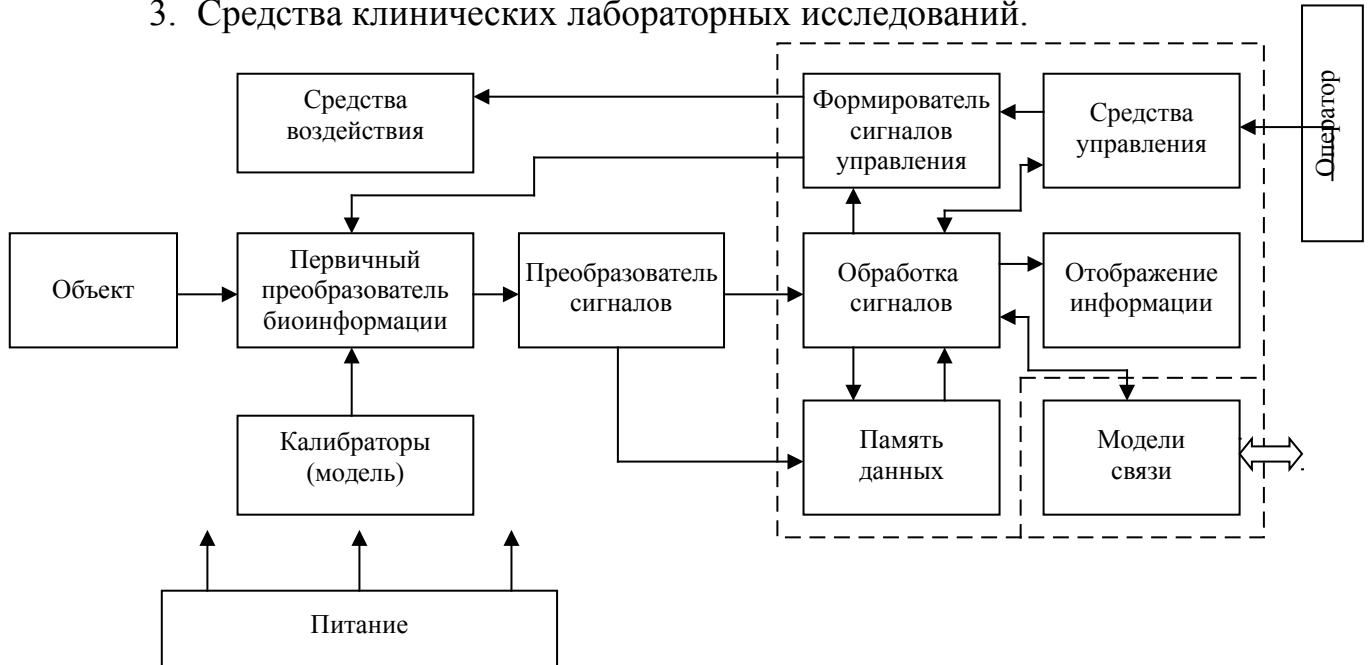


Введение

Все медицинские приборы можно разделить:

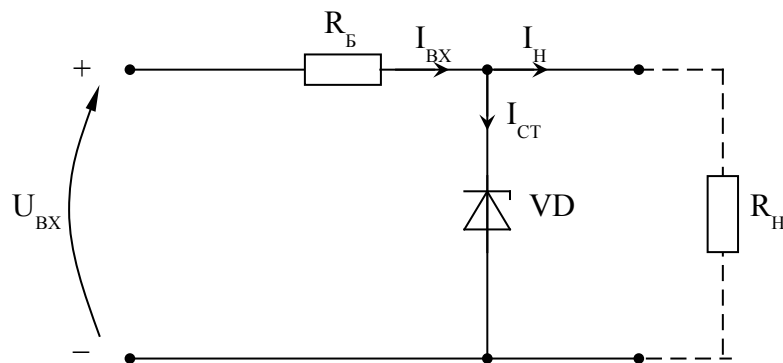
1. Средства экспресс-диагностики;
2. Средства лечебного воздействия на биологический объект;
3. Средства клинических лабораторных исследований.



Основное – правильно запитать датчик для того, чтобы получить с него достоверную информацию.

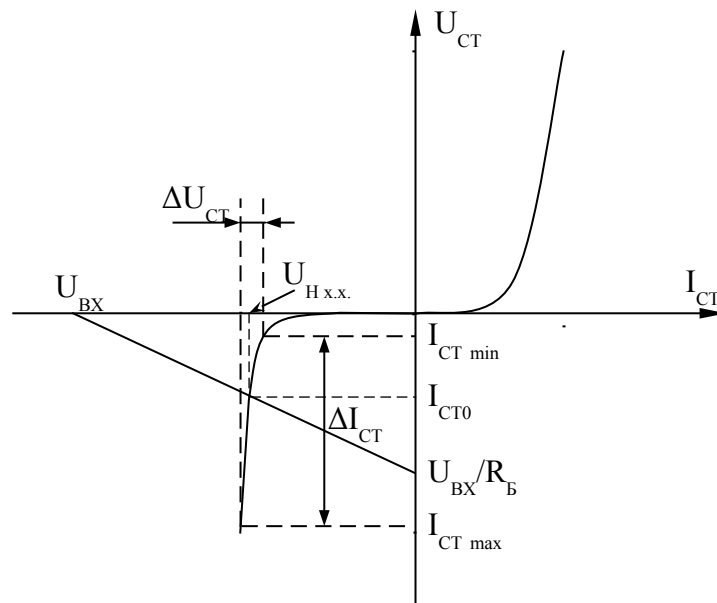
1. Источники опорного напряжения и тока

1.1 Источники опорного напряжения (ИОН)

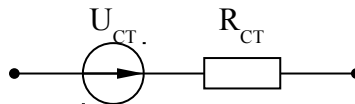


R_B - балластное сопротивление.

ВАХ стабилитрона:



Сам стабилитрон на рабочем участке можно представить:

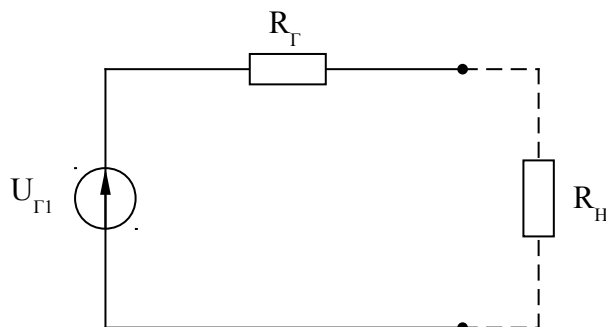


Где $R_{CT} = \frac{\Delta U_{CT}}{\Delta I_{CT}}$ – дифференциальное сопротивление стабилитрона.

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 $R_B \gg R_{CT}$:

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

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_{OKP} ;
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.

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

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

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

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

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

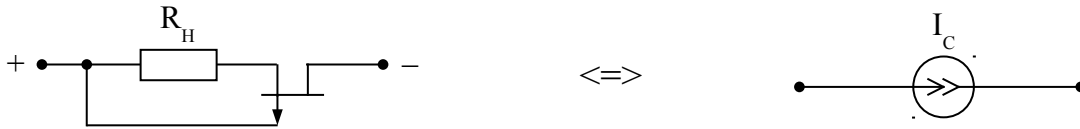
- 1) увеличивать балластное сопротивление;

- 2) уменьшать разницу $U_{BX} - U_{H_CT}$ (делать развязку по току);
- 3) применять методы термокомпенсации или очень хорошие стабилитроны.

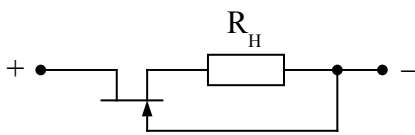
Способы увеличения коэффициентов стабилизации

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

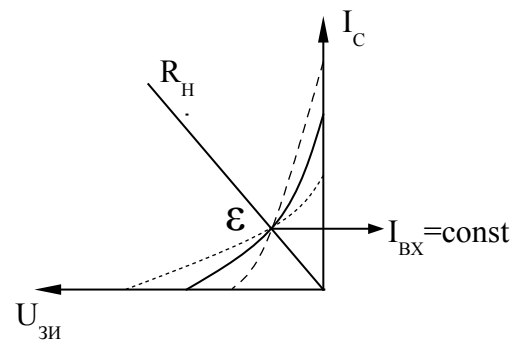
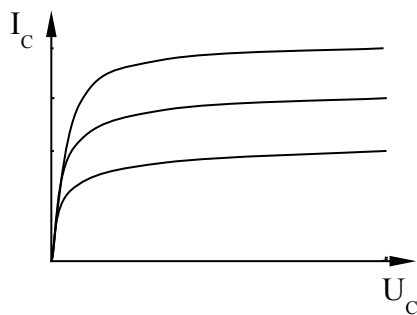
Для р-канального ПТ:



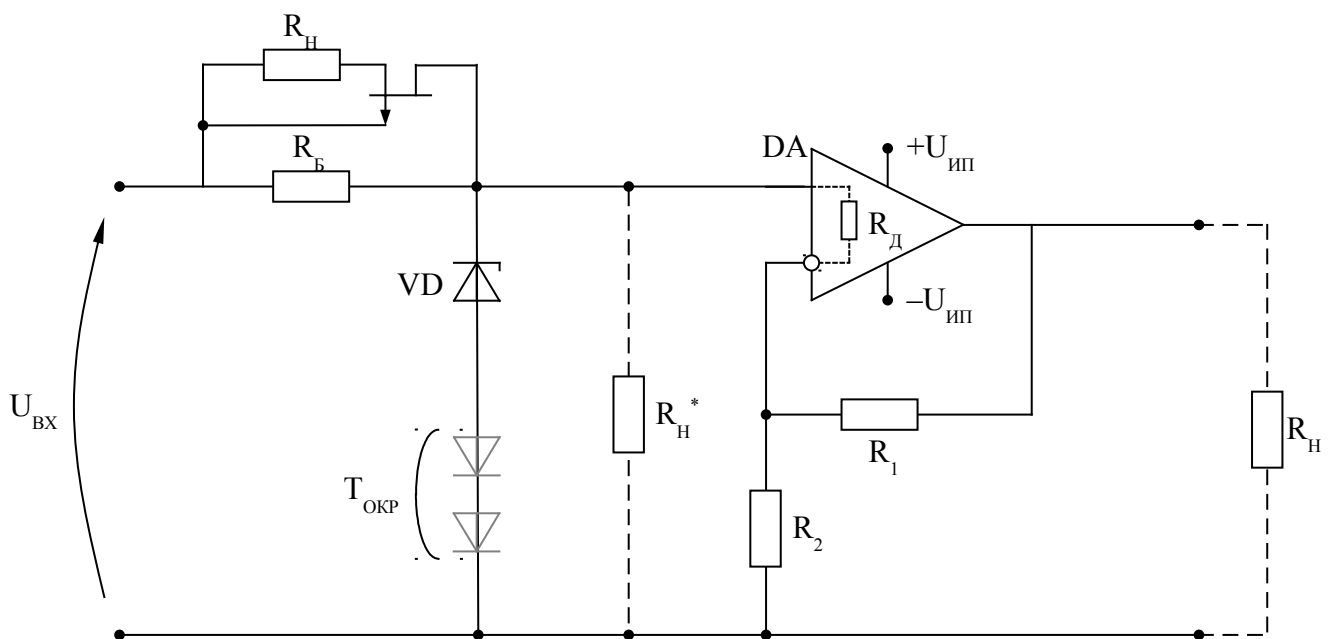
Для n-канального ПТ:



Характеристики ПТ:



Обобщенная схема:



Порядок проектирования начинается с определения исходных данных:

- напряжение нагрузки U_H ;
- отклонение ΔU_{\max} либо коэффициенты стабилизации $K_{CT1}, K_{CT2}, K_{CT3}$;
- минимальное и максимальное входное напряжение U_{\min}, U_{\max} ;
- минимальный и максимальный ток нагрузки I_{\min}, I_{\max} ;
- минимальная и максимальная температура окружающей среды $T_{OKP \min}, T_{OKP \max}$.

Порядок проектирования

2) Выбор стабилизатора:

Накладываем ограничения:

$$U_{CT} < U_{BX \min}, T_{ДОП} > T_{ОКР}, P_{ДОП. ПАС.} > U_{CT} \cdot (I_{H \max} - I_{H \min}).$$

Если мы выбрали ограничения, то получаем следующие параметры стабилизатора: $U_{CT0}, R_{CT}, P_{ДОП}$.

3) Определяем величину балластного сопротивления R_B :

$$R_B = \frac{U_{BX \min} - U_{CT}}{I_{H \max}} \rightarrow ДСТУ .$$

Получаем величину, которую необходимо округлить до стандартного номинала, выбираемого из ряда (ДСТУ):

$$Ряд E6 : (1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8) \cdot 10^K \pm 20\% .$$

Погрешность ряда $\pm 20\%$. При таком допуске полное перекрытие шкалы.

$$E12 : \pm 10\%$$

$$E24 : \pm 5\%$$

Есть и другие ряды:

$$E48 : \pm 2\% .$$

$$E96 : \pm 1\%$$

Таким образом, мы выбираем номинал из ряда с заданной точностью.

Мощность, рассеиваемая на резисторе:

$$P_{R_B} = \frac{(U_{BX \max} - U_{CT})^2}{R_B} .$$

Все резисторы делятся по рассеиваемой мощности. С ростом температуры изменяется номинал резистора (поскольку температурный коэффициент обычно положительный).

После выбора стабилизатора и балластного сопротивления необходимо проверить на качество выбранный источник опорного напряжения.

4) Проверяем:

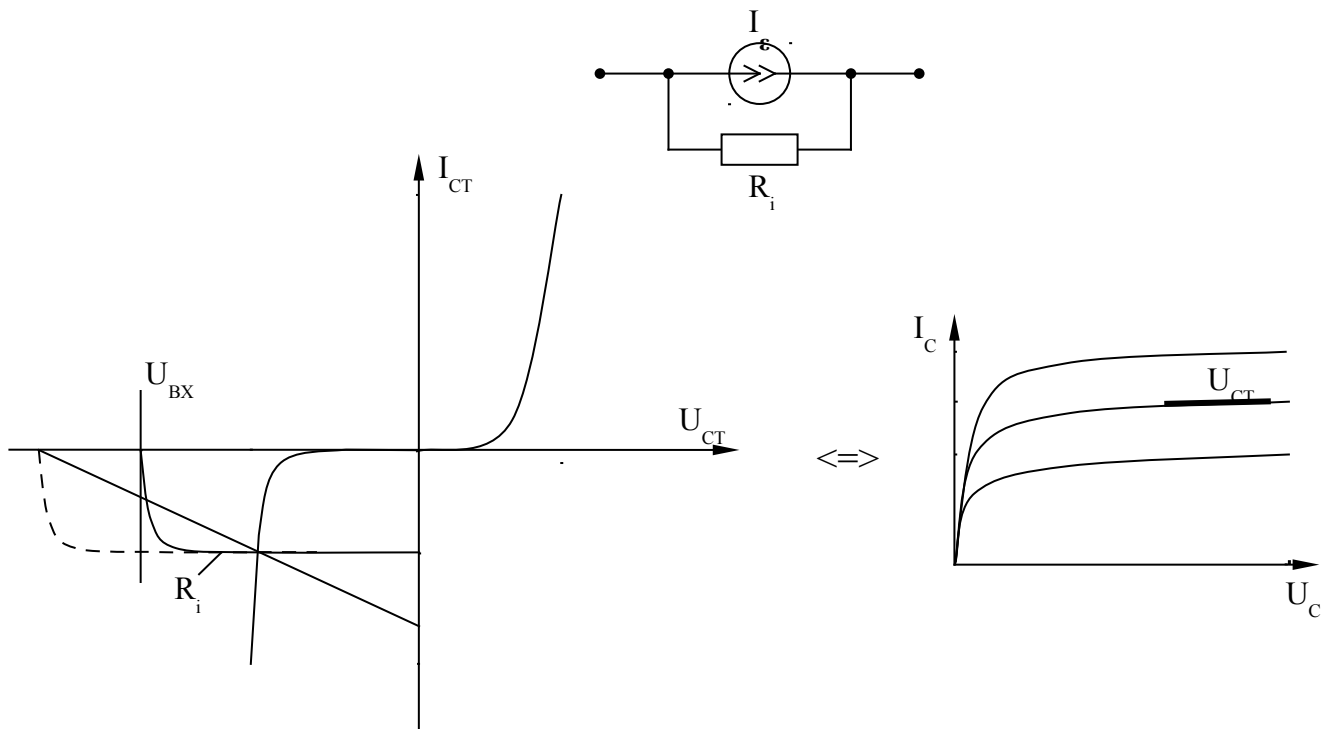
$$\Delta U_H = (U_{BX \max} - U_{BX \min}) \cdot \frac{R_{CT}}{R_B + R_{CT}} + (I_{H \max} - I_{H \min}) \cdot R_{CT} + U_{CT} \cdot K_t \cdot (T_{OKP \max} - T_{OKP \min}) \leq \Delta U_{H \max}$$

K_t - параметр стабилизатора, который мы берём из справочника.

Если выполняется неравенство, то все нормально, мы подключаем нагрузку R_H^* и всё. Если неравенство не выполняется, мы смотрим, какие параметры влияют.

Это некоррелированные величины, поэтому мы вначале предполагаем случай, когда влияют все факторы.

Вместо прямой мы ставим элемент со стоковой характеристикой. Если U_{BX} будет изменяться в значительных пределах, точка фактически не смещается.

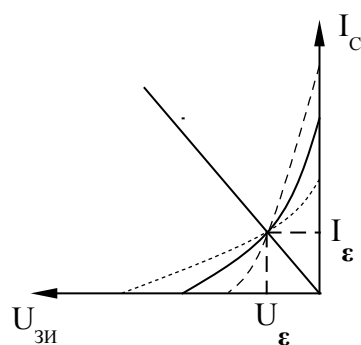


5) Выбираем транзистор VT вместо R_B . Можно выбрать p-канальный, можно n-канальный ПТ, но должны выполняться следующие ограничения при выборе:

$$I_{CT \min} < I_\epsilon < I_{CT \max}$$

$$|U_{OTC}| \leq U_{CT \min} - U_H$$

6) Определение истокового сопротивления транзистора R_H :



$$R_H = \frac{U_\epsilon}{I_\epsilon} \rightarrow ДСТУ.$$

Крутизна и напряжение отсечки зависит от температуры, следовательно, точку стабильности можно вычислить из математической модели.

После того, как мы рассчитали R_H , выбираем из ряда его номинальное значение и рассчитываем рассеиваемую на нем мощность:

$$P_{R_H} = I_\epsilon^2 \cdot R_H$$

Если мы нейтрализовали 1-е слагаемое и неравенство выполняется, то всё. Если нет, нейтрализуем 2-й фактор (слагаемое). Для этого ставим развязку по току между R_H и параметрическим стабилизатором – ОУ.

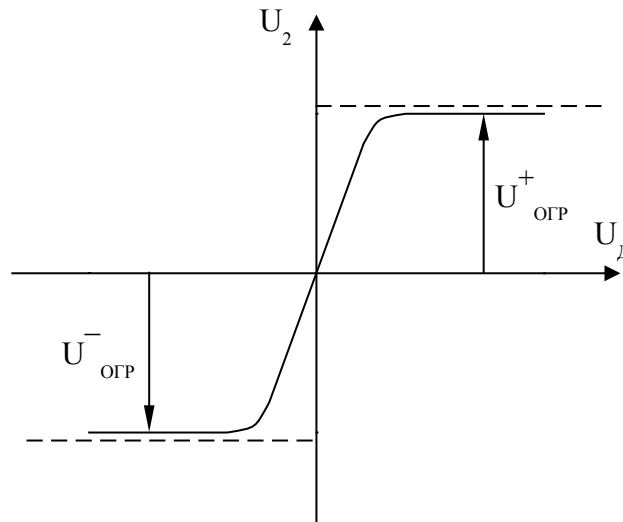
Включение ОУ обеспечивает фактически холостой ход, поскольку входной ток остается равным нулю. Отсюда выбираем ОУ.

7) Выбор ОУ тоже включает ограничения:

$$R_{BX}^{OY} = R_D \rightarrow \infty .$$

ОУ выбираем из справочника (можно с симметричным питанием):

$$U_{OГР}^{+(-)} > U_H , \text{ где } U_{OГР} = U_{ИП} - (1,5...2)B .$$



Весь ток нагрузки течет через ОУ:

$$I_{BЫЛX}^{OY} \max > I_H \max .$$

В ОУ есть $R_{BЫЛX}$, оно не всегда приводится в справочнике, но его можно вычислить, считая цепь линейной.

Увеличить входное напряжение по сравнению с опорным можно включением резисторов $R1$ и $R2$. Но уменьшить – нельзя! Следовательно, необходимо выбрать и рассчитать $R1$ и $R2$.

8) Определение $R1$:

$$R1 = \sqrt{R_D \cdot R_{BЫЛX}^{OY}} \rightarrow ДСТУ .$$

Выбираем номинал из ряда по ДСТУ, рассчитываем рассеиваемую мощность:

$$P_{R1} = \frac{(U_{H \max} - U_{CT})^2}{R_1} .$$

9) Определение $R2$:

$$R2 = R2 \cdot \frac{U_{CT}}{U_{H \max} - U_{CT}} \rightarrow ДСТУ \downarrow .$$

Для обеспечения запаса лучше выбирать номинал из ряда по ДСТУ в сторону уменьшения.

Рассчитываем рассеиваемую мощность:

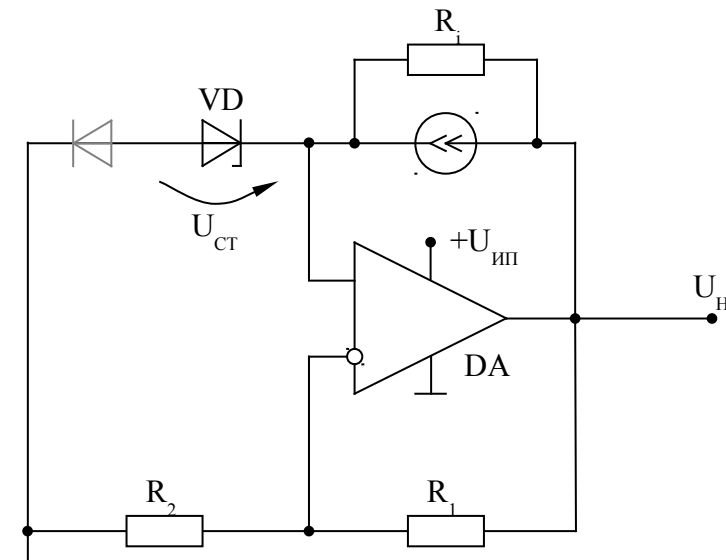
$$P_{R2} = \frac{U_{CT}^2}{R_2} .$$

Вместо цепочки $R1$ и $R2$ можно использовать короткое замыкание между входом и выходом. Резисторы $R1$ и $R2$ в отдельности включать не имеет смысла.

Таким образом, мы нейтрализовали 2-й фактор.

Что касается 3-го фактора, температурный коэффициент (ТК) должен компенсироваться прямым смещением диодов. Также существуют стабилитроны, которые предусматривают термокомпенсацию (например, Д818 – у него большое дифференциальное сопротивление и малое увеличение параметров с ростом температуры).

Для нейтрализации 1-го фактора также можно использовать схему:



Идея заключается в том, что мы питаем уже стабильным напряжением. ОУ обычно используется с несимметричным питанием. Источник питания можно реализовать на ПТ.

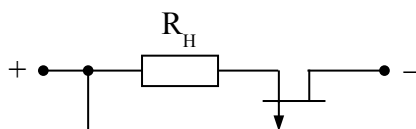
Таким образом, параметрический стабилитрон представляет собой источник на ПТ, который питается стабильным напряжением. Это цепь ПОС. ПОС должна быть менее глубокой чем ООС для устойчивости, для этого:

$$\frac{R_1}{R_2} < \frac{R_i}{R_{CT}}$$

$$U_H = U_{CT} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad \text{— это основные соотношения для такой схемы (} R_1 \neq 0 \text{)}.$$

Порядок проектирования

4. Выбор транзистора VT (возьмем р-канальный):



Рассмотрим ограничения: $I_{\epsilon} = 3 \dots 8 \text{ мА}$ ($R_{CT \min}$) — для обеспечения необходимого режима, поскольку у маломощных стабилитронов минимальное сопротивление будет, если ток выбрать именно в таком диапазоне. $U_{отс} \leq 4 \text{ В}$.

5. Определение R_H :

$$R_H = \frac{U_{\varepsilon}}{I_{\varepsilon}} \rightarrow ДСТУ; \quad P_{R_H} = I_{\varepsilon} \cdot U_{\varepsilon}.$$

6. Выбираем стабилитрон VD:

Рассмотрим ограничения:

$$U_{CT} < U_H - |U_{OTC}|; \quad T_{допуст} > T_{OKP \max}.$$

7. Выбираем ОУ (с несимметричным питанием):

Напряжение источника питания должно быть:

$$U_{III} \geq U_H + (1,5 \dots 2) V.$$

Выходной ток:

$$I_{ВЫХ \max} \geq I_{H \max} + I_{\varepsilon}.$$

5, 6. Выбор R_1 и R_2 аналогичен предыдущим расчетам.

7. Проверка:

$$\Delta U_H = \Delta U_{III} \frac{R_{CT}}{R_{CT} + R_i} + \Delta I_H \frac{R_{ВЫХ}^{OY}}{F} + U_{CT} \cdot K_t (T_{OKP \max} - T_{OKP \min}) \leq \Delta U_{H \max},$$

где F-глубина ООС, она определяется так:

$$F = \frac{K_U}{K_U^{OC}} = \frac{K_U}{1 + \frac{R_1}{R_2}}.$$

Чем больше коэффициент усиления, тем больше глубина ООС.

Проверяем, выполняется ли условие. Если нет – выясняем какой из факторов влияет.

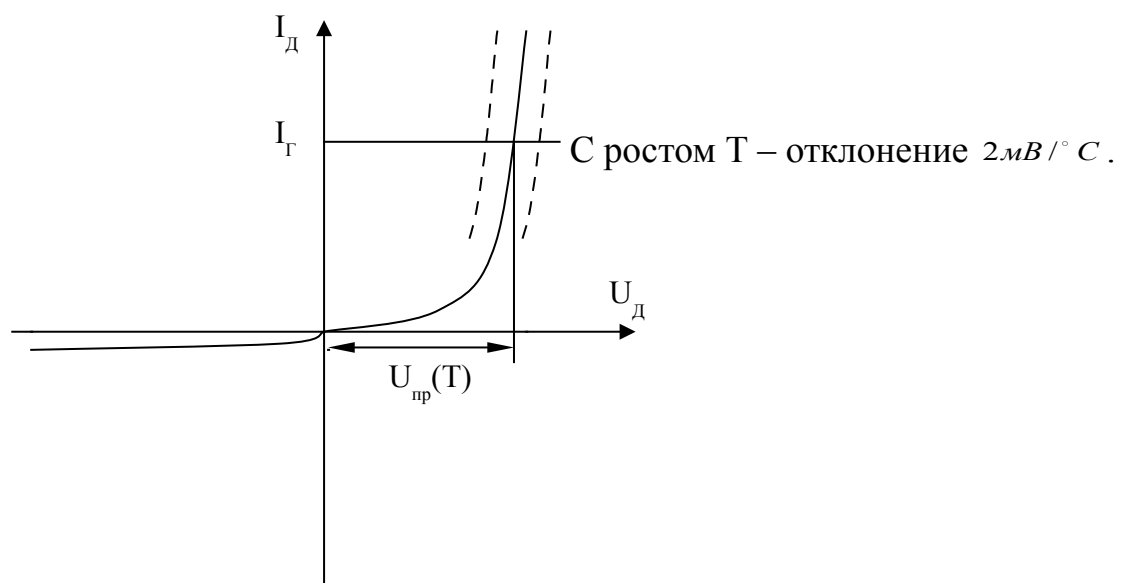
Если влияет 1 слагаемое:

⇒ выбираем стабилитрон с меньшим дифференциальным сопротивлением;

⇒ повышаем дифференциальное сопротивление транзистора.

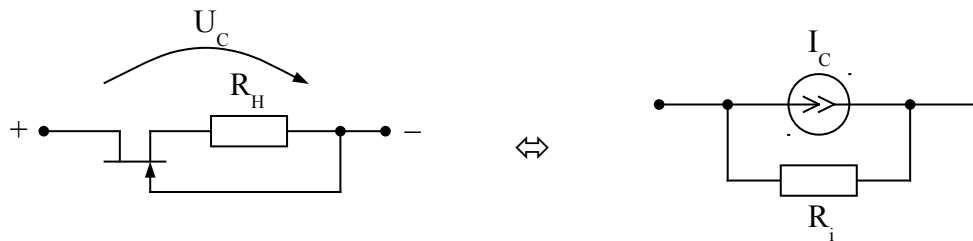
2-й фактор тоже может влиять, поскольку хоть выходное сопротивление ОУ $R_{ВЫХ}^{OY}$ мало, отклонение тока нагрузки ΔI_H может быть велико, а потому, нужно выбирать ОУ с большим коэффициентом усиления. Тогда ООС будет глубже и влияние 2-го фактора незначительно.

Если влияет 3-й фактор – вводим звено термокомпенсации.

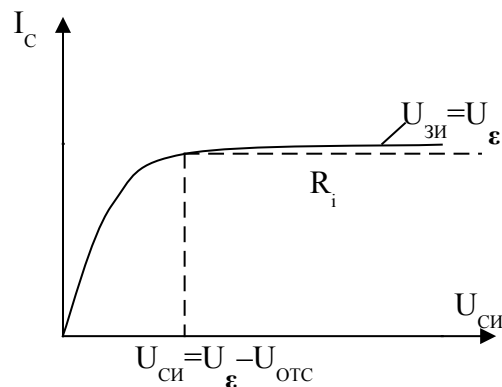


1.2 Источники стабильного тока

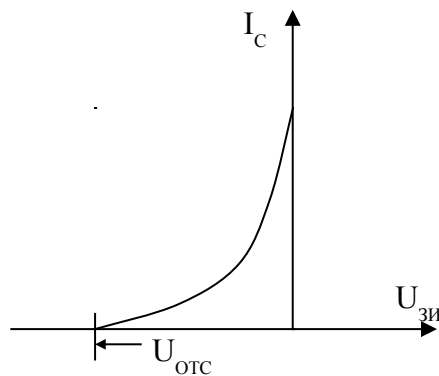
1.2.1 Простейшие источники стабильного тока (ИСТ)



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

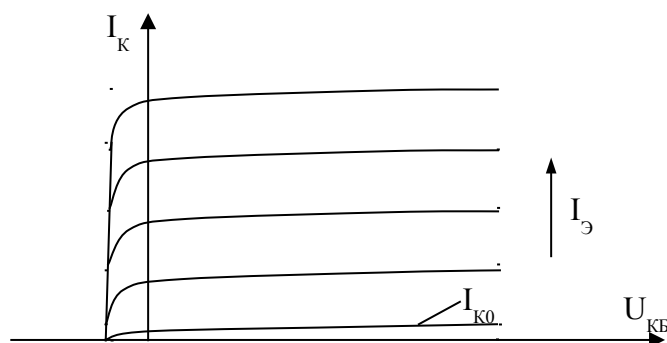


Тогда, в каком-то диапазоне этот ток фактически не изменяется. Поскольку наклон характеристики все же имеется, дифференциальное сопротивление растет, но не бесконечно. Основное условие: $U_c \geq |U_{отс}|$.

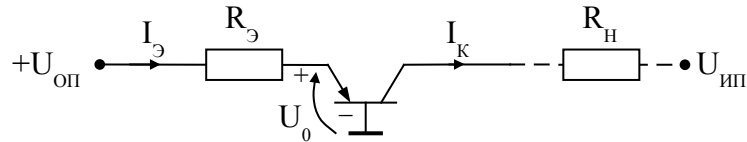


Напряжение, питающее двухполюсник, должно быть больше напряжения отсечки, иначе сопротивление уменьшается.

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



Ток постоянен даже в отрицательной области.

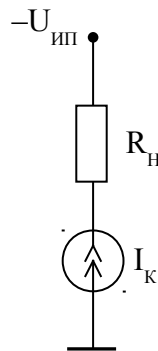


Нам необходимо задать ток эмиттера (поскольку он является основным параметром):

$$I_K = \alpha I_{\text{э}} + I_{K0} \approx I_{\text{э}} \quad \text{зависит от } T^{\circ}\text{C}$$

α близка к единице, а, следовательно: $I_K \approx I_{\text{э}}$.

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: $I_{\text{э}} = \frac{U_{\text{оп}} - U_0}{R_{\text{э}}}$.

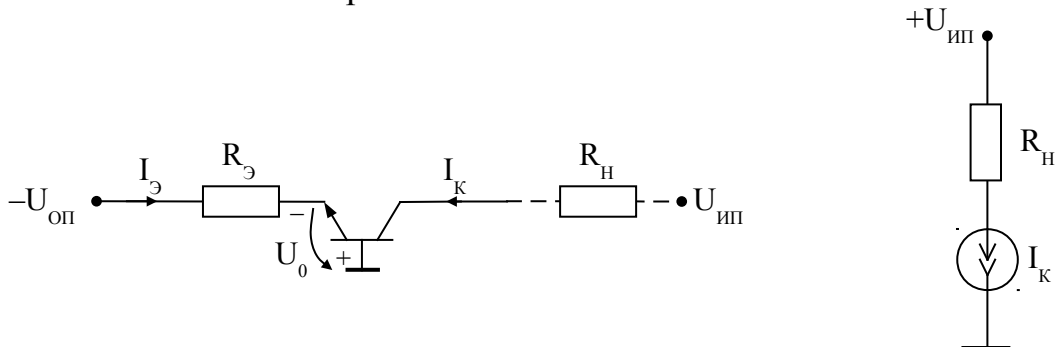
Появляется еще один температурный фактор — $I_{K0}(T)$, $U_0(T)$. I_{K0} увеличивается с ростом температуры, а U_0 уменьшается с ростом температуры. Это приводит к тому, что $I_{\text{э}}$ с ростом температуры возрастает.

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

$$\left. \begin{array}{l} I_{K0} \uparrow \text{ с } T^{\circ} \uparrow \\ U_0 \downarrow \text{ с } T^{\circ} \uparrow \end{array} \right\} \Rightarrow I_{\text{э}} \uparrow \text{ с } T^{\circ} \uparrow$$

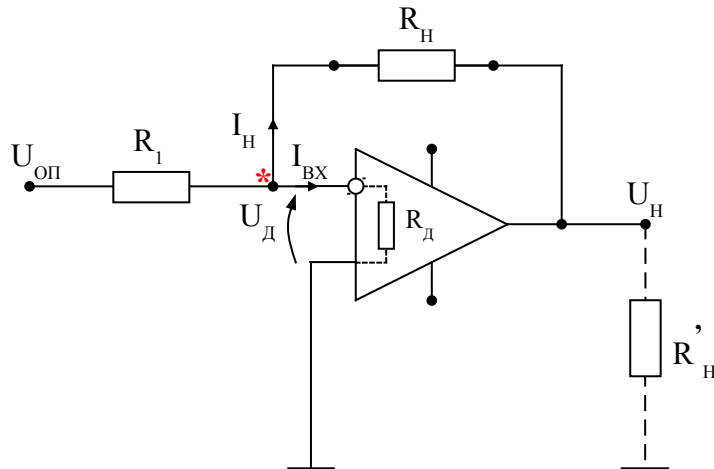
Такой ИСТ можно использовать в схемах, где подобные перепады не играют роли (например, термостат).

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_H и R'_H .

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

$$U_д = \frac{U_H}{K_U},$$

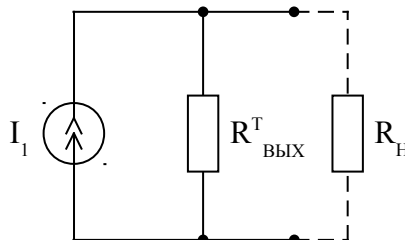
где $K_U \approx 10^5$, следовательно $U_д$ – очень малое.

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_H , тем лучше. Рассчитаем:

$$I_{ВХ} = \frac{U_д \rightarrow 0}{R_д \rightarrow \infty} = 0 \Rightarrow I_H = I_1 = \frac{U_{оп} - U_д}{R_1} = \frac{U_{оп}}{R_1} = const.$$

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

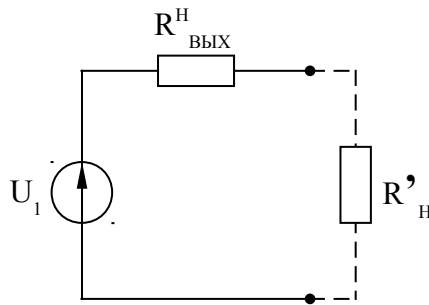
Данную цепь мы можем представить по отношению к нагрузке R_H эквивалентным источником:



$$\text{Где } R_{ВЫХ}^T = [R_1 \parallel R_д] \cdot K_U \approx R_1 \cdot K_U.$$

Поскольку дифференциальное сопротивление $R_д$ 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:



$$\text{Где } R^H_{ВЫХ} = \frac{R^{OV}_{ВЫХ}}{1 + \frac{R_1}{R_H + R_1} \cdot K_U} \approx \frac{R^{OV}_{ВЫХ}}{1 + \beta \cdot K_U} \rightarrow 0.$$

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:

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

Порядок проектирования

Исходные данные: $I_{\Gamma \min}, I_{\Gamma \max}, U_{0\Gamma \max}, R_{H \max}, R^T_{ВЫХ \max}, \Delta I_{H \max}$,

где $\Delta I_{H \max}$ – максимальное допустимое значение отклонения.

Для источника тока критическим является режим холостого хода, поскольку сопротивление нагрузки фактически бесконечно:

$$I_{\Gamma} = \frac{U_{0П}}{R1}.$$

$R1$ может изменяться, источник нагружен помимо внутреннего сопротивления $R_{ВЫХ}$ ещё и внешним.

2. Определение R1:

$$R1 = \frac{U_{0\Gamma \max}}{I_{\Gamma \max}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

Номинал выбираем из ряда в сторону уменьшения для обеспечения требуемого тока.

3. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$K_U > \frac{R^T_{ВЫХ \min}}{R1}.$$

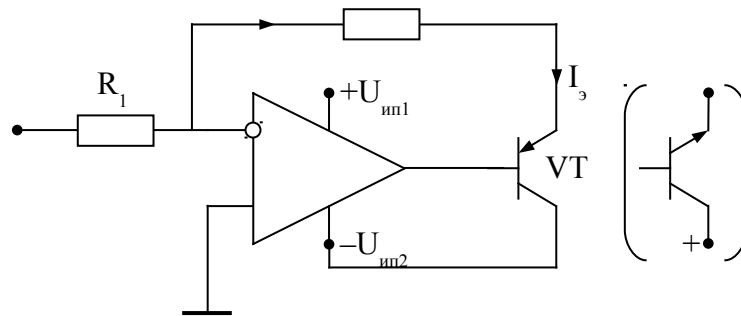
Выходное сопротивление минимально, поскольку оно определяется как $R1 * K_U$.

$$|I^{OV}_{ВЫХ - ДОП}| > |I_{\Gamma \max}| *.$$

В зависимости от полярности источника меняется направление, поэтому I_{BX} мы берём по модулю:

$$|I_{BX}| > |I_{\Gamma \min}|.$$

Может оказаться, что условие * не выполняется. Тогда необходимо модифицировать схему:



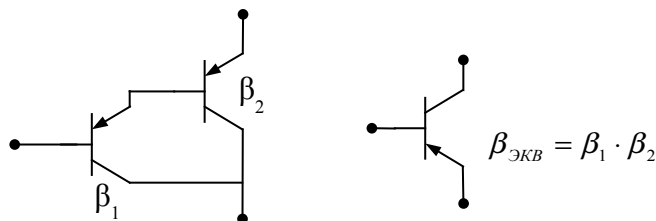
4. Выбор транзистора VT:

Рассмотрим ограничения:

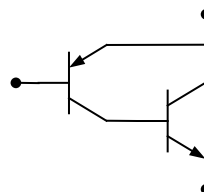
- а) $U_{0П} > 0 \rightarrow p-n-p$;
 $U_{0П} > 0 \rightarrow n-p-n$;
- б) $I_{\varepsilon_доп} > I_{\Gamma \max}$;
- в) $\beta_{\min} > \frac{I_{\Gamma \max}}{I_{B_{ВЫХ_доп}}^{OV}}$,

где β_{\min} – коэффициент усиления по току.

Если очень большая нагрузка и требуется большое усиление, то по схеме Дарлингтона транзистор можно заменить трёхполусником:



Иногда используют составную комплиментарную пару:



$$\text{г) } U_{к\varepsilon_доп} > U_{ин1} + |U_{ин2}|.$$

5. Определение качества:

$$R_{B_{ВЫХ}}^T = (R1 \parallel R2) \cdot K_U \approx R1 \cdot K_U > R_{B_{ВЫХ} \min}^T.$$

Если условие выполняется, то все нормально. Если нет, то мы возвращаемся к шагу 2 и выбираем другой ОУ с большим K_U .

6. Определение напряжения источника питания:

$$|U_{ин}| \geq I_{\Gamma \max} \cdot R_{H \max} + (1..2)B.$$

Запас необходим, чтобы ОУ находился в активном режиме.

Далее нам необходимо проверить, чтобы наш источник был действительно стабилен в необходимых пределах.

7. Проверка $\Delta I_{H \max}$:

$$I_H = I_{\Gamma} \frac{R_{B\Delta X}^T}{R_H + R_{B\Delta X}^T} = \frac{U_{0П}}{R1} \cdot \frac{R_{B\Delta X}^T}{R_H + R_{B\Delta X}^T} = U_{0П} \cdot G.$$

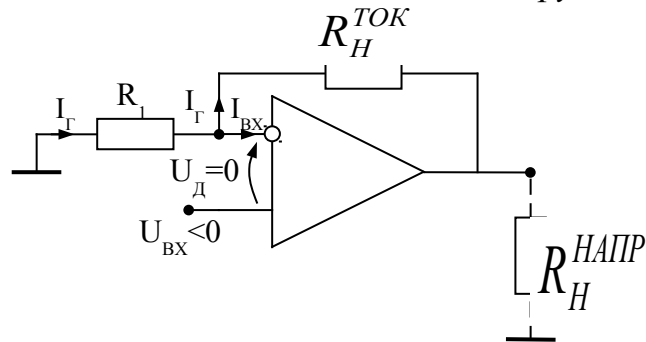
Тогда полный дифференциал ΔI_H определяется приращением по каждому фактору:

$$\Delta I_H = U_{0П} \cdot G + U_{0П} \cdot G \cdot \frac{\Delta R1}{R} + U_{0П} \cdot \frac{R_{B\Delta X}}{R1} \cdot \frac{\Delta R_H}{(R_H + R_{B\Delta X})^2} + \frac{U_{0П}}{R1} \cdot \frac{\Delta R_{B\Delta X}^T \cdot R_H}{(R_H + R_{B\Delta X}^T)} < \Delta I_{H \max}.$$

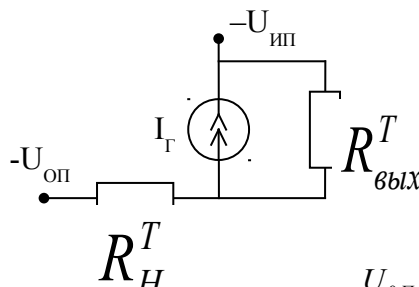
Выходное сопротивление может изменяться из-за влияния коэффициента усиления. Нужно взвесить каждый из факторов и если неравенство выполняется – всё хорошо, если нет, мы смотрим, какое слагаемое влияет. Методы устранения влияния:

- стабилизировать $U_{0П}$;
- использовать стабильные резисторы (термостабилизация);
- увеличивать K_U ОУ для уменьшения влияния 3 и 4 факторов.

1.2.3 ИСТ с незаземленной нагрузкой



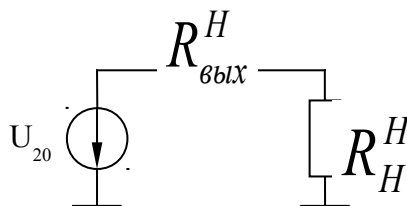
Дифференциальное напряжение U_{Δ} фактически равно нулю, $U_{0П} < 0$. Эквивалентная схема замещения (для токовой нагрузки R_H^T):



С учетом стабилизирующих ф...ров: $I_{\Gamma} = \frac{U_{0П}}{R1} \approx const.$

$R_{B\Delta X}^T = (R1 \parallel R_{\Delta}) \cdot K_U \approx R1 \cdot K_U \rightarrow \infty$ – поскольку обычно $R_{\Delta} \gg R1$.

Эквивалентная схема замещения (для сопротивления нагрузки по напряжению):



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

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.

7. Согласующие усилители (бустеры)

Они нужны для:

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

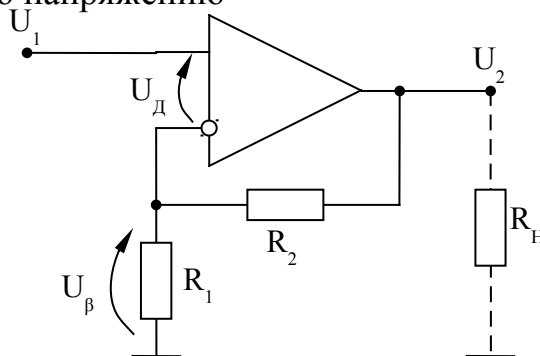
В зависимости от отношения предыдущего и последующего звена требуются те или иные параметры. Рассмотрим 4 типа бустеров.

2.1 Каскады с большим входным сопротивлением R_{Bx}

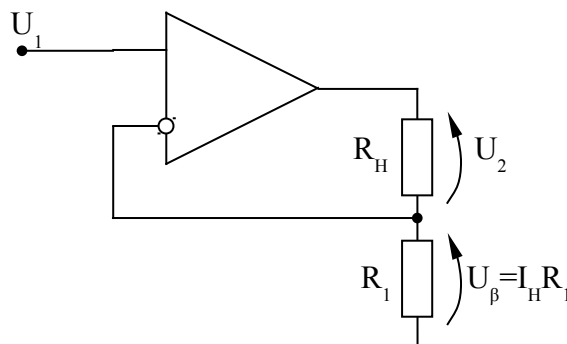
С помощью ОС можно существенно влиять на значения параметров.

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

1. $R_{BbIX} \min$, ОС по напряжению



2. $R_{BbIX} \max$, 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:

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

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).

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

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} , $|U_{2 \max}|$, $f_{B.GP}$,

где $f_{B.GP}$ – 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:

- а) $R_d > \frac{R_{BX \min}}{F}$;
- б) $R_{BbIX}^{OY} < R_{BbIX \max} \cdot F$;
- в) $f_{CP} > \frac{f_{B.GP}}{F}$;
- 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:

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

Сопротивление определяется как среднее геометрическое между дифференциальным и выходным сопротивлениями. Обычно R_2 на два порядка выше выходного сопротивления и на два порядка ниже входного.

Рассеяние мощности:
$$P_{R_2} = \frac{(U_{2 \max})^2}{R_2}.$$

3. Определение R1:

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

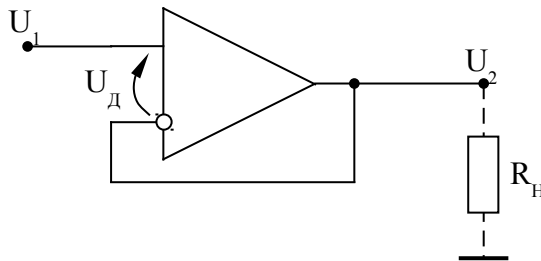
Для приближенного: $R1 = \frac{R2}{K_U^{OC} - 1} \rightarrow ДСТУ \downarrow$.

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

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.

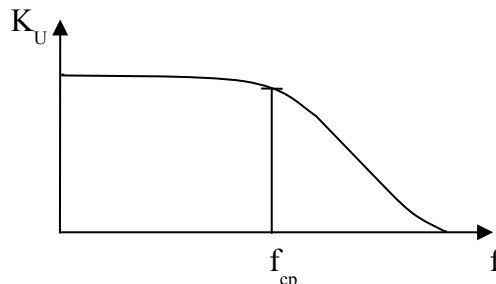
Приведем вариант схемы 1 – частный случай, когда схема используется в режиме повторителя.



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

$R2 = 0, R1 = \infty, R_{BX} = R_d \cdot K_U, R_{ВЫХ} = R_{ВЫХ}^{OV}, K_U^{OC} = 1, F = K_U$.

$f_{B.ГП}$ – 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.

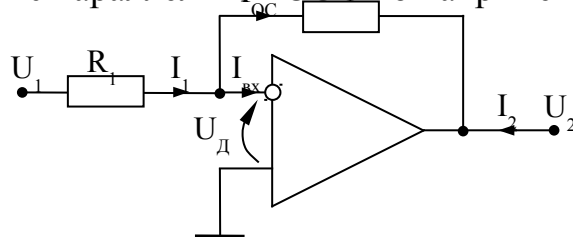
Полоса пропускания также зависит от амплитуды. При малых амплитудах воспроизводится частота, а при больших – нет. Максимальная скорость нарастания/спада выходного сигнала:

$$V_{Hmax} = \frac{\Delta U_2}{\Delta t}.$$

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:

$$I_1 = \frac{U_1 - U_D}{R_1} \approx I_{oc} = \frac{U_D - U_2}{R_2}.$$

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 :

$$\frac{U_1 + \frac{U_2}{K_U}}{R_1} = \frac{-U_2 - \frac{U_2}{K_U}}{R_2}.$$

Запишем в виде:
$$\frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_2}{K_U} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{K_U}{R_2} \right) = -\frac{U_2}{K_U} \left(\frac{R_1 + R_2 + R_1 \cdot K_U}{R_1 \cdot R_2} \right).$$

Тогда выражение для K_U^{oc} :

$$K_U^{oc} = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_1 R_2 K_U}{R_1(R_1 + R_2 + K_U R_1)} = -\frac{K_U}{1 + \frac{R_1}{R_2}(1 + K_U)} \approx -\frac{K_U}{1 + \frac{R_1}{R_2} K_U} = -\frac{K_U}{F} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{R_2}{K_U}} \approx -\frac{R_2}{R_1}.$$

Ошибка зависит от глубины ОС ($\frac{R_2}{K_U} \rightarrow 0$, если K_U достаточно велико).

Входное сопротивление: $R_{BX} = \frac{U_1}{I_1} = R_1.$

Приведем выходное сопротивление – третий основной параметр:

$$R_{BIX}^{oc} = \frac{U_2^{xx}}{I_2^{K3}} = \frac{U_1 \cdot K_U^{oc}}{U_1 \cdot R_2 \cdot K_U} (R_1 + R_2) R_{BIX}^{ov} = \frac{R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot K_U} (R_1 + R_2) R_{BIX}^{ov} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_{BIX}^{ov}}{K_U}.$$

Но так записать можно только теоретически для линейной схемы.

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

$$(*) I_2^{K3} = \frac{U_D^{K3} K_U}{R_{BbIX}^{OY}} = \frac{U_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{K_U}{R_{BbIX}^{OY}}.$$

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} , $f_{B.GP}$, U_{1max} .

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

9. Выбор ОУ:

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

Рассмотрим ограничения:

$$б) f_{CP}^{OY} > \frac{f_{B.GP}}{F};$$

$$в) |U^{+(-)}| > |U_{2max}|.$$

10. Определение R_2 в цепи ОС:

$$R_2 = \sqrt{R_D \cdot R_{BbIX}^{OY}} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$$

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

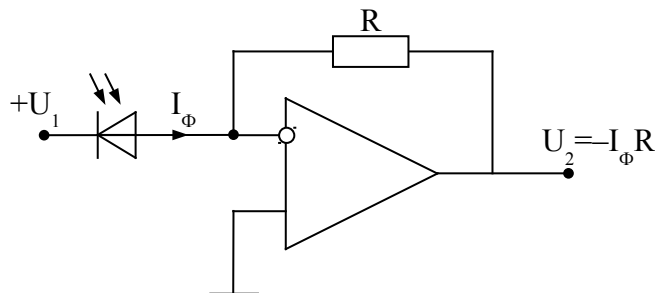
11. Определение R_1 :

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

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

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

Такие каскады часто рассматривают как преобразователи тока в напряжение.



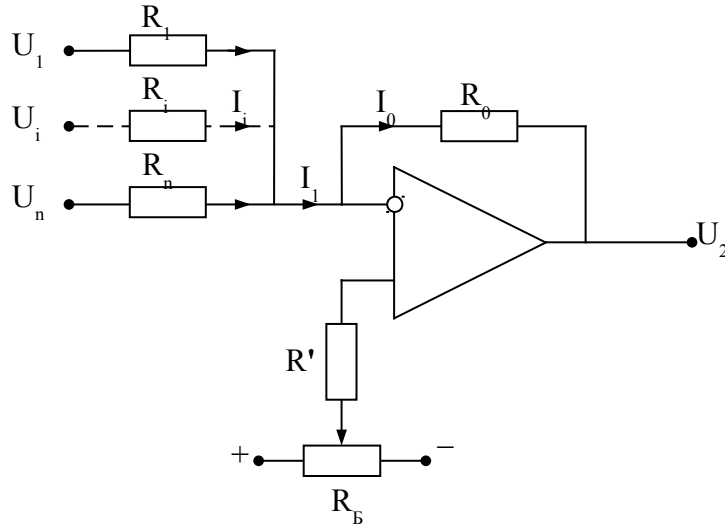
3. Проектирование аналоговых сумматоров

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:

- 10) инвертирующий;
- 11) неинвертирующий;
- 12) 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:

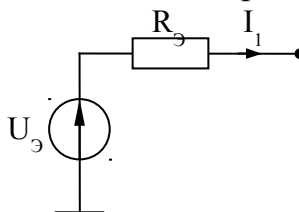
1) $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_0$.

Тогда:

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

$$R_{\text{BX}i} = R_i.$$

Представим схему эквивалентным генератором:



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

Выходное сопротивление для данного случая (оно достаточно мало):

$$R_{BЫX}^{OC} = \frac{R_{\Sigma} + R_0}{R_{\Sigma}} \cdot \frac{R_{BЫX}^{OV}}{K_U}.$$

Эквивалентный коэффициент передачи, для определения частотных свойств:

$$K_U^{OC} = -\frac{R_0}{R_{\Sigma}}.$$

Глубина обратной связи:

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

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:

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

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.

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

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:

$$0 << \frac{\sum_i K_i \cdot |U_{i \max}|}{\prod_{M=1}^M |U_{2 \max}|} \leq 1,$$

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.

$$K_i^* = \frac{K_i}{M} \quad - \text{модифицированный коэффициент передачи.}$$

2. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

- а) $|U_0^{+(-)}| > |U_{2\max}|, \quad \pm |U_{\text{нп}}| = |U_{2\max}| + (1.5...2B);$
- 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) $I_{2\text{доп}} > \frac{|U_{2\max}|}{R_H};$
- 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:

$$R_0 = \sqrt{R_d \cdot R_{\text{ВЫХ}}^{OY}} \rightarrow ДСТУ.$$

Иногда определяют так:

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

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

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:

$$R' = \frac{R_3 \cdot R_0}{R_3 + R_0} \rightarrow ДСТУ.$$

6. Определение R_B :

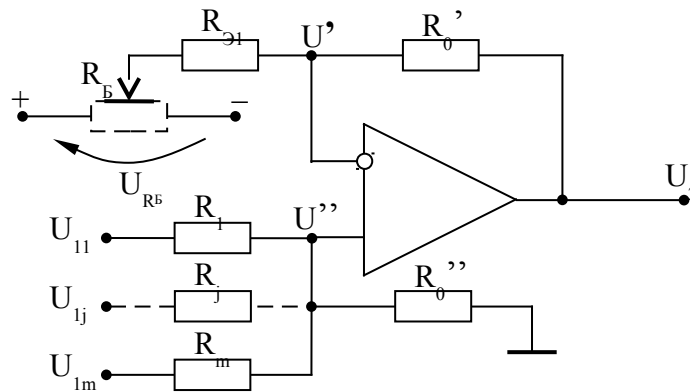
$$R_B = \frac{R'}{10^2..10^3} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность зависит от подаваемого на R_B напряжения:

$$P_{R_B} = \frac{(U_{\text{нп1}} + U_{\text{нп2}})^2}{R_B}.$$

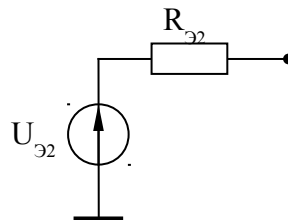
7. Определение ΔU_2 и относительной ошибки $\delta U_2 = \frac{\Delta U_2}{|U_{2\max}|}.$

3.2 Неинвертирующий аналоговый сумматор



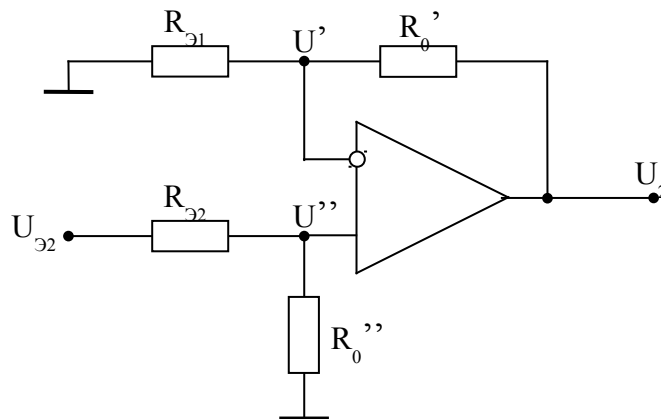
U' и U'' – потенциалы в точках на инвертирующем и неинвертирующем входах соответственно.

Множество входов представим эквивалентным генератором:



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

В расчетах можно пользоваться упрощенным вариантом схемы:



Условие независимости двух источников:

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

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

Найдем выходное напряжение:

$$U_2 = U_{\phi 2} \frac{R_0}{R_0 + R_{\phi 2}} \cdot \frac{R_{\phi} + R_0}{R_{\phi}} \rightarrow U_2 = U_{\phi 2} \frac{R_0}{R_{\phi}} = \frac{R_0}{R_{\phi}} R_{\phi} \sum_{j=1}^m \frac{U_{1j}}{R_j} = \sum_{j=1}^m K_j \cdot U_{1j}.$$

Выберем: $\ast \begin{cases} R_0' = R_0'' = R_0 \\ R_{\mathcal{O}1} = R_{\mathcal{O}2} = R_{\mathcal{O}} \end{cases}$, 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.

8. Определение $R_{\mathcal{O}1}$: $R_{\mathcal{O}1} = \left[\sum_{j=1}^m \frac{1}{R_j} \right]^{-1} \rightarrow ДСТУ$.

Мощность: $P_{R_{\mathcal{O}1}} = \frac{(U_{\mathcal{O}2\max})^2}{R_{\mathcal{O}1}}$

Погрешность задания сопротивления должна быть выбрана из ряда:

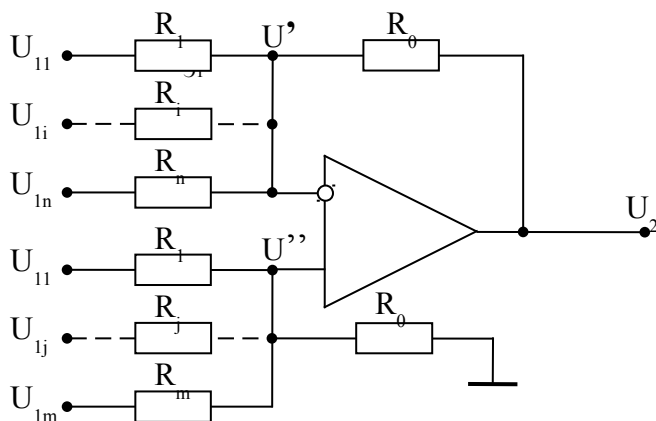
$$\delta_{R_{\mathcal{O}1}} = \frac{\Delta R_{\mathcal{O}1}}{R_{\mathcal{O}1}} \ll \delta U_2.$$

6. Определение R_B : $R_B = \frac{R_{\mathcal{O}1}}{10^2 \dots 10^3} \rightarrow ДСТУ$.

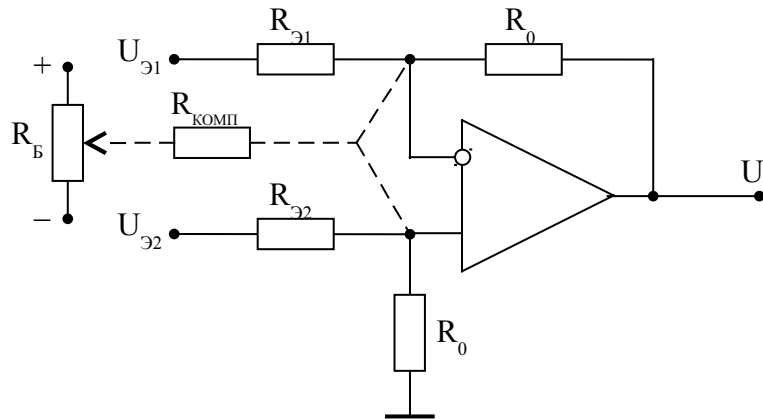
Мощность: $P_{R_B} = \frac{U_{R_B}^2}{R_B}$.

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:

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

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:

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

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 :

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

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

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:

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

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

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

4. Проектирование аналоговых интеграторов

Аналоговые интеграторы находят очень широкое применение:

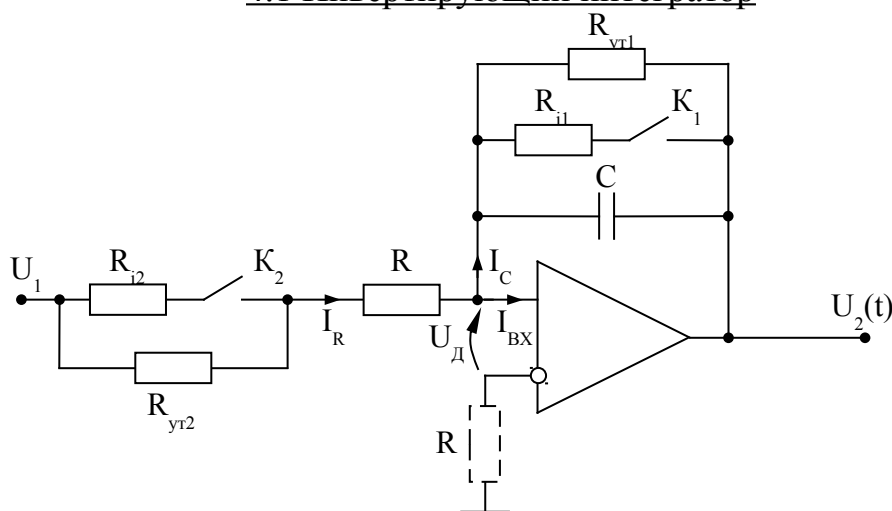
- 13) в преобразователях;
- 14) для аналоговых вычислений;
- 15) для решения дифференциальных уравнений в реальном времени и т.д.

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

Существует 3 вида интеграторов:

- 3. инвертирующий;
- 4. неинвертирующий;
- 5. разностный.

4.1 Инвертирующий интегратор



Где $I_R = I_C$, если пренебречь $I_{\text{БХ}}$.

Ключ К1: 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 К2: такой же ключ ставим на входе.

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

Рассмотрим режимы.

№	К ₁	К ₂	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.

12. 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.

⇒ 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).

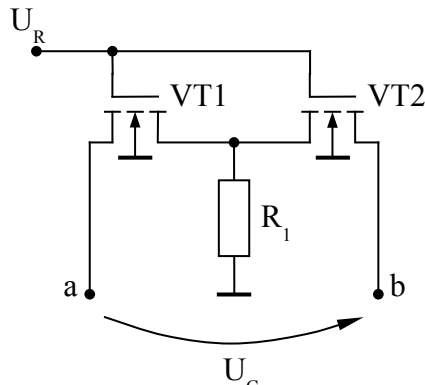
Источники погрешности:

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} ;

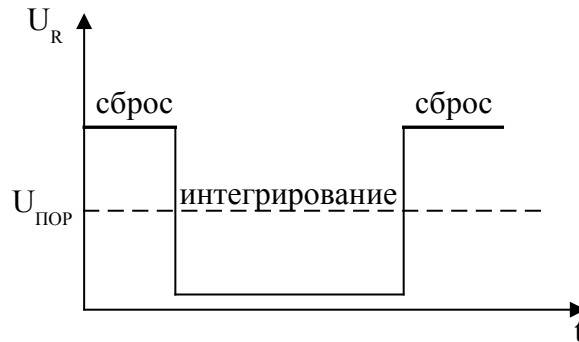
Входной ток не равен нулю, для уменьшения влияния этого тока ставят выравнивающий резистор. Тогда конденсатор заряжается не входным током, а разностным. Погрешность уменьшается в 3..5 раз.

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 $U_1(t) = const$. 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 τ .

Порядок проектирования

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

8. 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 τ : $\tau \geq t_{\max} \left| \frac{U_{1\max}}{U_0} \right| \cdot$

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:

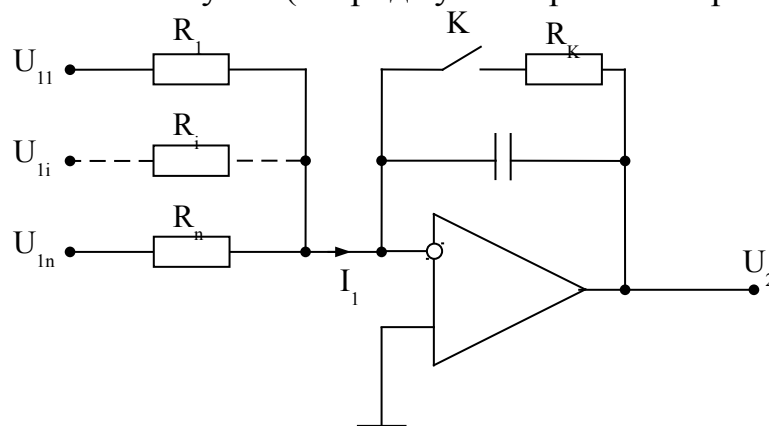
$$a) \quad U_{CM \text{ доп}} > |U_0|;$$

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

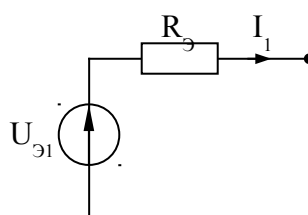
$$в) \quad R_{VT} \gg \frac{R}{\delta U_2};$$

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

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.



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

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

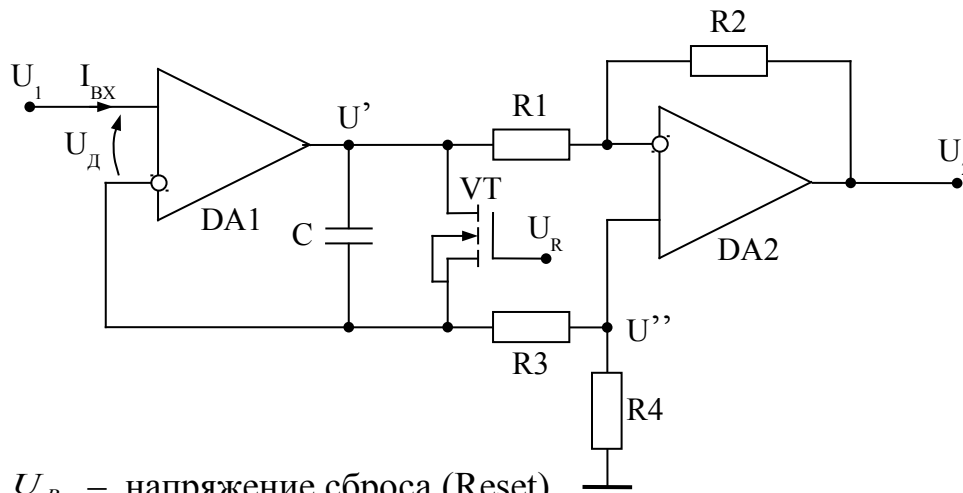
определяются для случая, когда ключ замкнут (случай сумматора):

$$U_2(t_0) = -U_{\Sigma 1} \frac{R_K}{R_{\Sigma}}.$$

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

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

4.2 Инвертирующий интегратор с большим входным сопротивлением R_{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:

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

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

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

, 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:

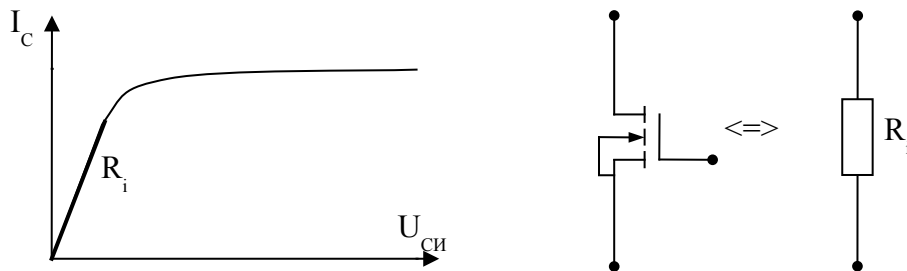
$$\boxed{\frac{R2}{R1} = \frac{R4}{R3}}.$$

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: $R2 = R4 = \sqrt{R_d \cdot R_{БВЛX}^{OY}} \rightarrow ДСТУ.$

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

3. Определение R1 и R3: $R3 = R1 = \frac{R2}{K} \rightarrow ДСТУ.$

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

4. Определение постоянной интегрирования τ :

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

5. Определение ёмкости C:

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

6. Выбор VT:

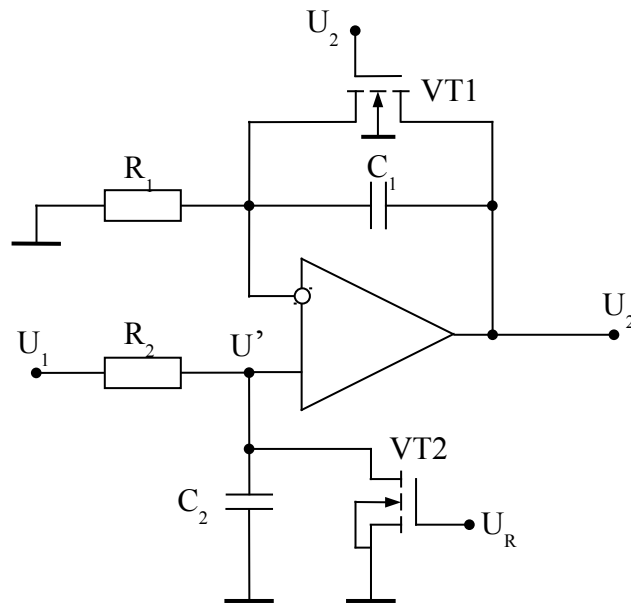
Рассмотрим ограничения:

а) $U_{си доп} > |U_0|;$

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

в) $R_{YT} > 10 \frac{R_d}{\delta U_2}.$

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.

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

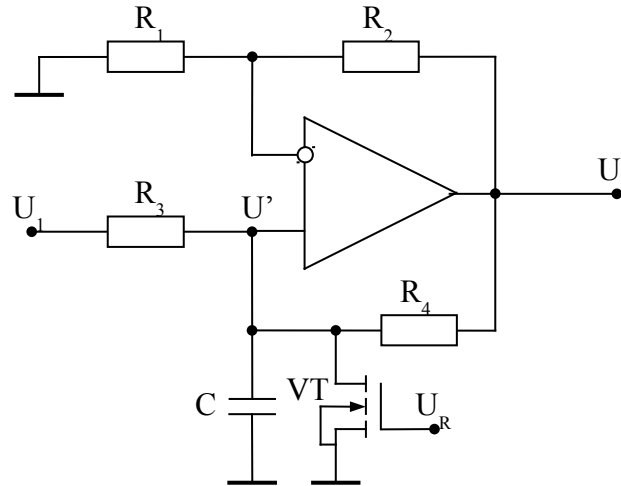
$$\text{начальные условия } U_2(t_0) = U_1(t_0) \frac{R_i}{R} .$$

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

1. Выбор ОУ: см. пункт 4.2.

2. Определение $R2 = R4$:

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

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

3. Определение постоянной интегрирования τ :

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

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 $R3$: $R3 = R1 - R_r \rightarrow ДСТУ.$

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

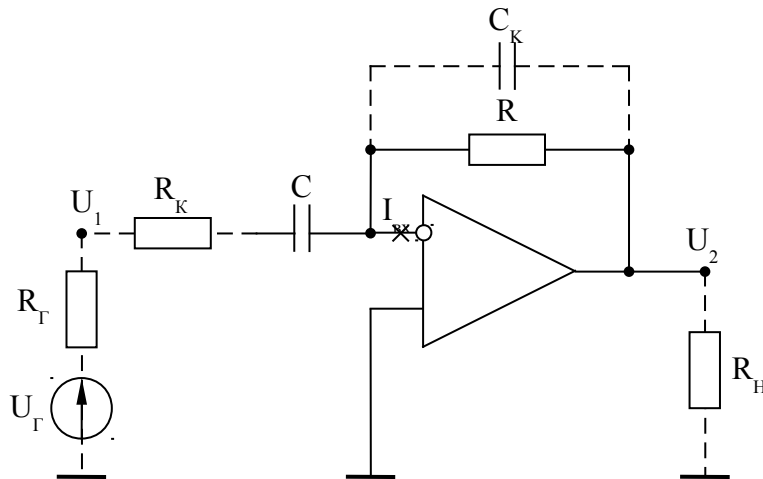
6. Определение ёмкости C : $C = \frac{\tau}{R3} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$

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 τ – постоянная времени дифференцирования.

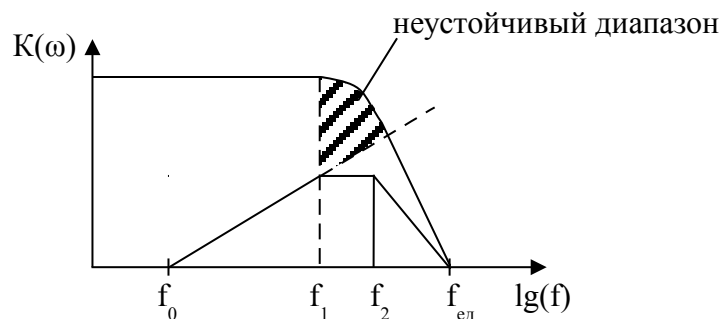
$$U_2(t) = U_2(t_0) - \tau \cdot \frac{dU_1(t)}{dt}$$

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.

$$\lg f_{ЕД} = 0.$$

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

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

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

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

15. 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:

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

Недостатки схемы:

3. усиливает шумы входного сигнала;
4. 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: $\left| \frac{dU_1}{dt} \right|_{\max} (f_{\max}, U_{1\max}), \delta U_2, |U_{2\max}|, R_{\Gamma\max}, R_H$.

1. Определение постоянной времени дифференцирования τ :

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

2. 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:

$$в) U_0^{+(-)} \geq |U_{2\max}|;$$

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

3. Определение сопротивления в цепи ОС:

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

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

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

5. Определение значения корректирующего сопротивления:

Существует два варианта определения:

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

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

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

Используется только в том случае, когда приведена АЧХ усилителя.

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

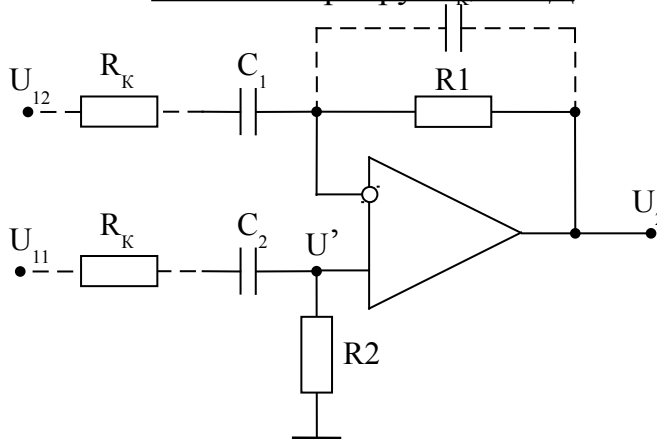
Таким образом, целесообразнее проводить определение по варианту 1).

6. Определение корректирующей ёмкости:

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

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

5.2 Неинвертирующий АД



Выходной сигнал определяется:

$$U_2(p) = U' \cdot \frac{z_{c1} + R1}{z_{c1}} = U_{11}(p) \cdot \frac{R2}{z_{c2} + R2} \cdot \frac{z_{c1} + R1}{z_{c1}} = \left| \frac{C_1 = C_2 = C}{R1 = R2 = R} \right| = U_{11}(p) \cdot \frac{R}{z_c} =$$

$$= U_{11}(p) \cdot p \cdot R \cdot C = U_{11}(p) \cdot p \cdot \tau;$$

$$U_2 = \tau \frac{dU_{11}}{dt}.$$

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:

$$U_2(t) = \tau_2 \frac{dU_{11}}{dt} - \tau_1 \frac{dU_{12}}{dt} = \tau \cdot \left(\frac{dU_{11}}{dt} - \frac{dU_{12}}{dt} \right);$$

$$R1 \cdot C_1 = R2 \cdot C_2 = \tau.$$

Порядок проектирования

Исходные данные: $\left| \frac{dU_1}{dt} \right|_{\max}$ ($f_{\max}, U_{1\max}$), δU_2 , $|U_{2\max}|$, $R_{\Gamma\max}$, R_H .

1. Определение постоянной времени дифференцирования τ :

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

3. 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:

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

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

4. Определение сопротивления в цепи ОС:

$$R = \sqrt{R_D \cdot R_{BYX}^{OY}} \rightarrow ДСТУ.$$

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

4. Определение ёмкости:

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

5. Определение значения корректирующего сопротивления:

Существует два варианта определения:

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

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

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

Используется только в том случае, когда приведена АЧХ усилителя.

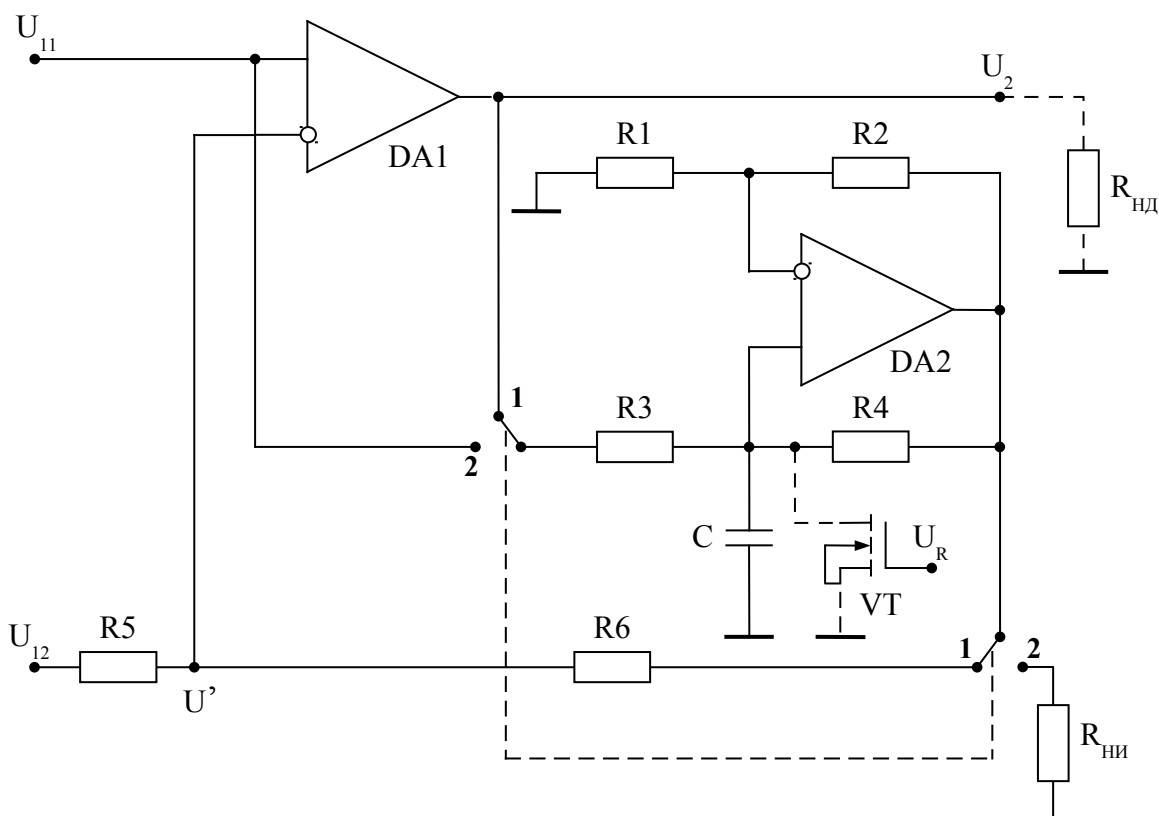
Мощность: $P_{R_K} = \frac{U_{1\max}^2}{R_K}$.

Таким образом, целесообразнее проводить определение по варианту 1).

6. Определение корректирующей ёмкости:

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

5.3 АД на основе аналогового интегратора (АИ).



На DA2 – неинвертирующий интегратор.

Коэффициент передачи:

$$U_3(p) = \frac{U_2(p) \cdot K_1}{p \cdot \tau}, \quad \text{где} \quad K_1 = \frac{R1 + R2}{R1};$$
$$\tau = C \cdot R1, \quad R1 = R3, \quad R2 = R4.$$

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:

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

Порядок проектирования

Для режима 1:

Исходные данные: $\left| \frac{dU_1}{dt} \right|_{\max}$ ($f_{\max}, U_{1\max}$), δU_2 , $|U_{2\max}|$, $R_{Г\max}$, $R_{НД}$, $R_{НИ}$.

1. Определение постоянной времени дифференцирования τ :

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

9. 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:

$$в) U_0^{+(-)} \geq |U_{2\max}|;$$

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

3. Проектирование АИ: см. раздел 4.

4. Определение сопротивления R6:

$$R6 = R2 = R4, \text{ если } DA1 \text{ и } DA2 \text{ одностипные}.$$

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

5. Определение сопротивления R5:

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

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

Для режима 2:

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

1. Определение постоянной времени дифференцирования τ :

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

6. 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:

$$в) U_0^{+(-)} \geq |U_{2\max}|;$$

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

3. Проектирование АИ: см. раздел 4.

4. Выбор VT: см. раздел 4.

5. Определение параметров сигнала U_R :

6. Определение сопротивления R6:

$$R6 = R2 = R4, \text{ если } DA1 \text{ и } DA2 \text{ одностипные}.$$

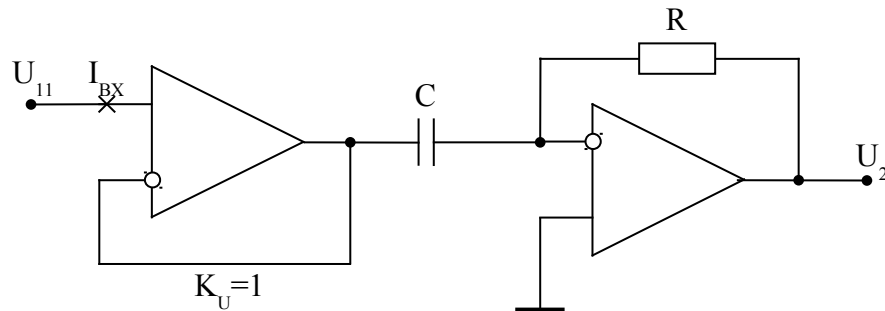
$$\text{Мощность: } P_{R6} = \frac{U_0^2}{R6}.$$

7. Определение сопротивления R5:

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

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

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

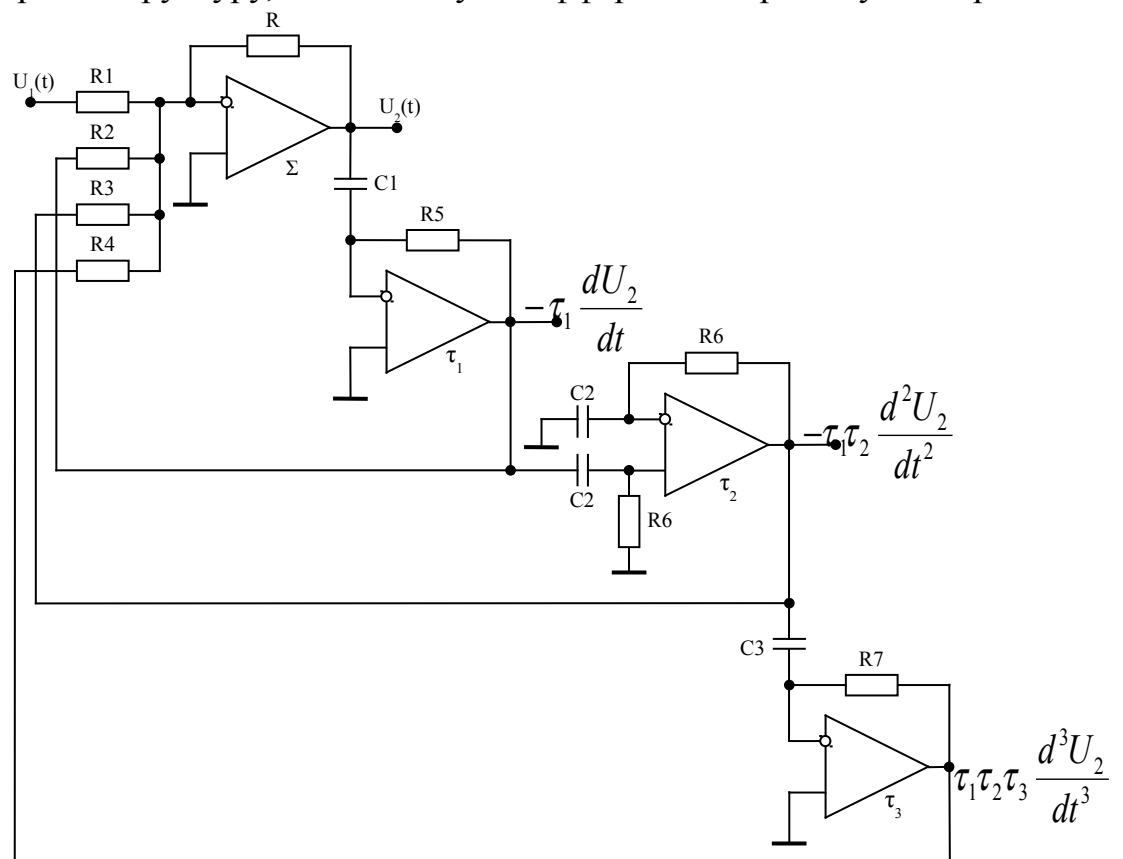
Рассмотрим дифференциальное уравнение третьего порядка:

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

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:

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

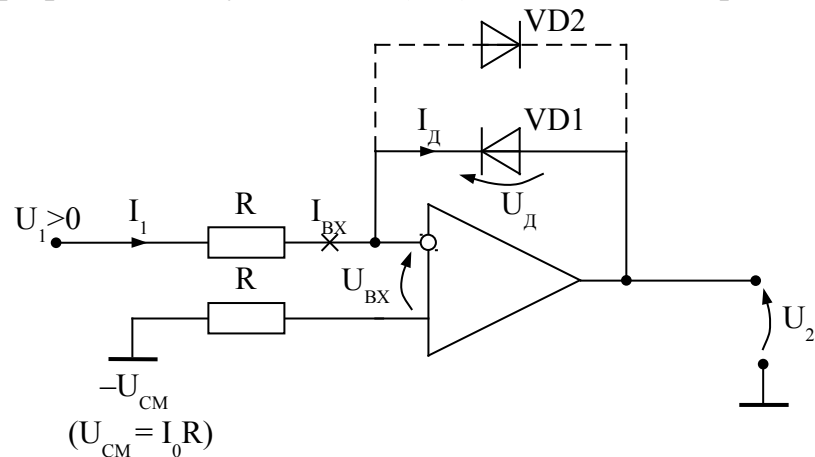
В частности: $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau$.

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

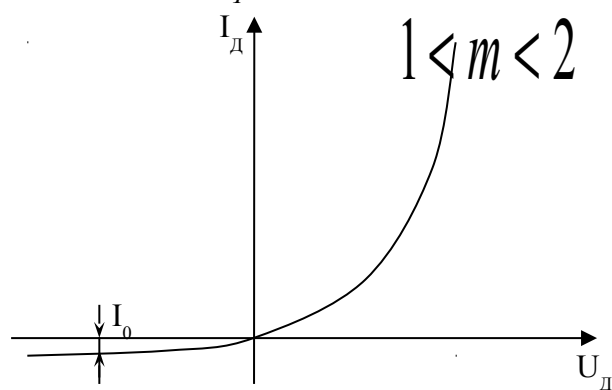
Для реализации нелинейной логарифмической функции могут быть использованы либо различные аппроксиматоры, либо элементы с нелинейной характеристикой.

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 р-п-перехода; $\varphi_T = \frac{k \cdot T}{q} = 26mB$.



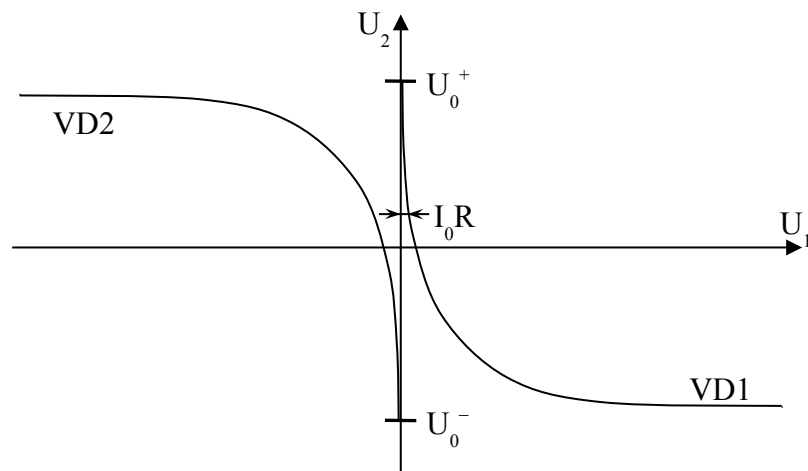
Для прямых смещений, где ток мал, единицей можно пренебречь, тогда:

$$I_D \approx I_0 \cdot e^{\frac{U_D}{m \cdot \varphi_T}},$$

$$U_D = m \cdot \varphi_T \cdot \ln \frac{I_D}{I_0},$$

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

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 $U_{см}$ - отрицательное.

Достоинства схемы:

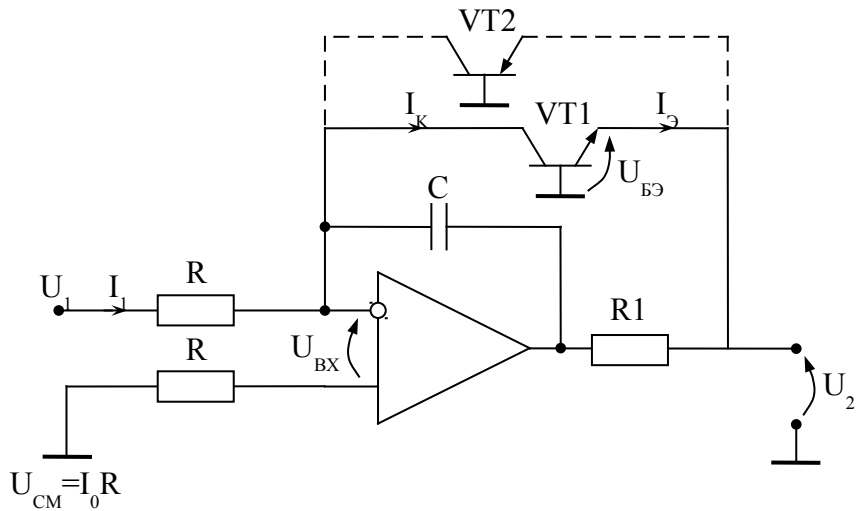
19. простота схемы;
20. устойчивость;
21. глубокая ООС, обеспечивающая широкий динамический и частотный диапазоны.

Недостатки схемы:

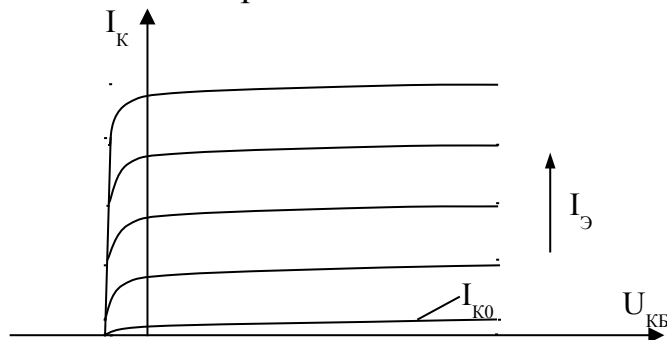
9. динамический диапазон недостаточный для ЛУ;
10. существенная зависимость выходного сигнала от температуры:
 φ_T - линейно зависит от температуры, I_0 - нелинейно.

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:

$$I_{\mathfrak{O}} = I_0 \cdot \left(e^{\frac{U_{B\mathfrak{O}}}{m\varphi_r}} - 1 \right),$$

$$I_K = \alpha \cdot I_{\mathfrak{O}} = \alpha \cdot I_0 \cdot \left(e^{\frac{U_{B\mathfrak{O}}}{m\varphi_r}} - 1 \right) \approx \alpha \cdot I_0 \cdot e^{\frac{U_{B\mathfrak{O}}}{m\varphi_r}}.$$

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

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

Данная закономерность соблюдается при:

$$\begin{aligned} I_{K \max} &= 1 \text{ mA}, \\ I_{K \min} &= 10^{-11} \dots 10^{-12} \text{ A}. \end{aligned}$$

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:

- 16) 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:

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

$$\text{где } I_{K\max} = 1 \text{ мА}.$$

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

\Rightarrow Определение $I_{1\min}$:

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

3. Выбор ОУ:

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

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

Рассмотрим ограничения:

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

4. Выбор VD, VT:

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

$$б) |U_{ОБР}| > U_0;$$

$$в) f_{\alpha}, f_{\beta} \gg f_{B\max};$$

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

5. (только для VT) Определение сопротивления R1:

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

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

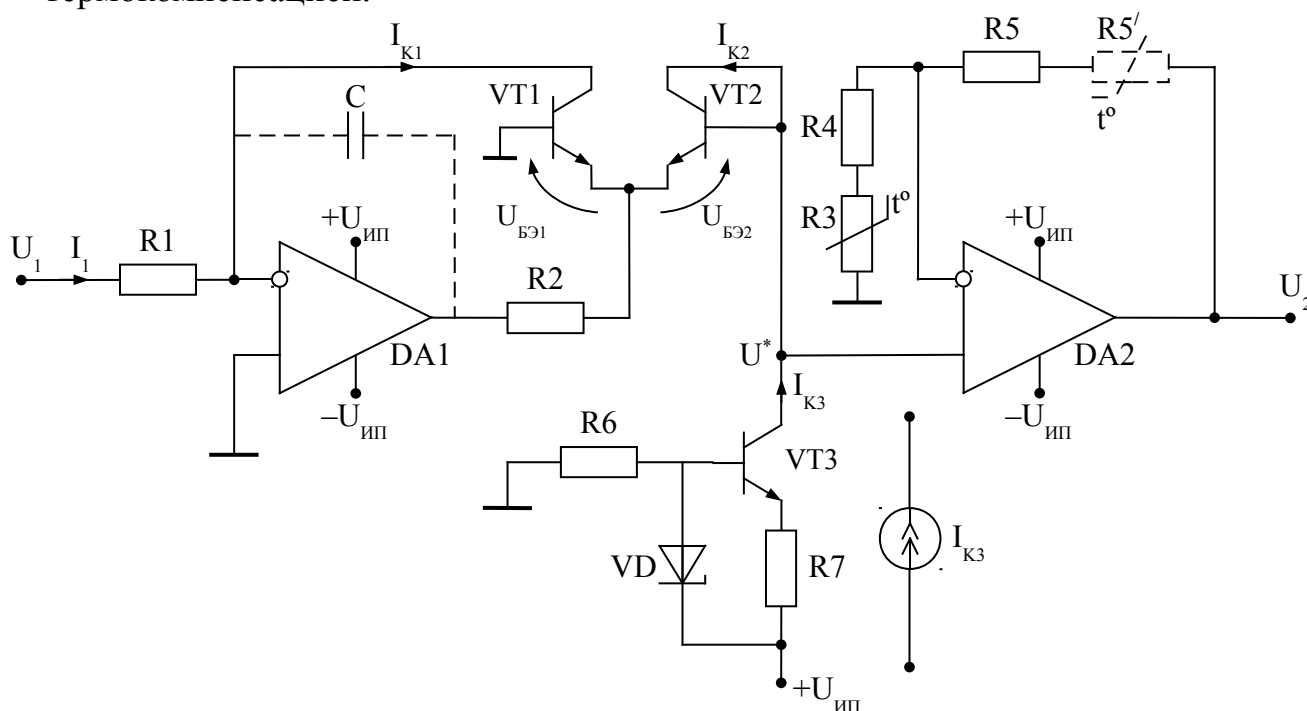
6. Определение ёмкости C:

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

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

6.3 ЛУ с термокомпенсацией

Для расширения температурного диапазона, а, следовательно, и области применения, предлагается усложненная, но более стабильная схема с термокомпенсацией.



Желательно, чтобы VT1 и VT2 были на одной подложке (набор транзисторов). На входе ОУ (DA2) формируется потенциал U^* . DA1 и DA2 выбираются одностипными, сдвоенными или счетверёнными.

Назначение: логарифмирование выполняется на DA1 с транзисторной связью. Транзистор VT2 – для термокомпенсации. Он питается постоянным током от генератора стабильного тока (ГСТ). На DA2 собран неинвертирующий усилитель с последовательной ОС по напряжению с огромным входным напряжением, что позволяет пренебречь входным током (для DA2).

Для R3 ТКС положительный $\chi_3 > 0$:

$$R3 = R3_0 [1 + \chi \cdot \Delta T],$$

$$\Delta T = T - T_0,$$

где T – случайная температура, а T_0 – нормальная.

Для R5 ТКС отрицательный $\chi_5 < 0$:

Рассмотрим, как формируется U^* :

$$U^* = U_{БЭ2} - U_{БЭ1} = \varphi_T \ln \frac{I_{K2}}{I_{Э0}} - \varphi_T \ln \frac{I_{K1}}{I_{Э0}}.$$

Напряжение $U_{БЭ}$ — функция протекающего тока:

$$I_K = \alpha \cdot I_{\mathcal{O}} = \alpha \cdot I_{\mathcal{O}0} \cdot e^{\frac{U_{БЭ}}{m \cdot \varphi_T}} = I_{\mathcal{O}0} \cdot e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}},$$

$$U_{БЭ} = \varphi_T \ln \frac{I_K}{I_{\mathcal{O}0}}.$$

Тогда:

$$U^* = \varphi_T (\ln I_{K2} - \ln I_{K1}) = -\varphi_T \ln \frac{I_{K2}}{I_{K1}}.$$

Таким образом, U^* сильно зависит от температуры. I_{K2} определяется генератором стабильного тока.

$$I_{K3} = \frac{U_{CT} - U_{OT3}}{R7} \cdot \alpha_3 = const - \text{ток, который поддерживается постоянным.}$$

$$I_{K2} = I_{K3} \leq 1 \text{ mA},$$

$$U^* = -\varphi_T \ln \frac{U_1}{R \cdot I_{K2}}.$$

Величину $R1 \cdot I_{K2}$ можно подобрать так, чтобы она была равна 1В. Тогда, частный случай:

$$U^* = -\varphi_T \ln U_1.$$

U^* — нестабильно.

$$U_2 = U^* \cdot \frac{R3 + R4 + R5}{R3 + R4} = -\varphi_T \cdot \frac{R3 + R4 + R5}{R3 + R4} \cdot \ln U_1.$$

Если имеется термистор с положительным ТКС — компенсация температурного множителя в числителе, поскольку знаменатель растет быстрее чем числитель, рост φ_T должен компенсироваться ростом $R3$.

Если имеется термистор с отрицательным ТКС — нужно, чтобы числитель уменьшался.

Коэффициент передачи второго звена $K_U \approx 40$. Можно выбрать так, чтобы $\xi = 1$, где $\xi = \varphi_T \cdot \frac{R3 + R4 + R5}{R3 + R4}$. Тогда: $U_2 = -\ln U_1$.

Крутизна изменения сопротивления (ТКС) должна быть такой, чтобы в точности скомпенсировать φ_T .

$$\text{В общем случае: } U_2 = -\xi \cdot \ln U_1.$$

Схема при правильном расчете не требует термостатирования.

Порядок проектирования

Исходные данные: $U_{1\min}$, $U_{1\max}$, δU_2 , $U_{2\max}(\xi)$, $f_{BX\max}$, $T_{1(\min)}$, $T_{2(\max)}$.

1. Определение значения сопротивления R1:

$$R1 = \frac{U_{1\max}}{I_{K\max}} \rightarrow ДСТУ \uparrow, \text{ где } I_{K\max} = 1 \text{ mA}.$$

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

2. Выбор ОУ (DA1, DA2):

$$a) I_{BX} < \frac{1}{10} \cdot I_{1\min} = \frac{U_{1\min}}{10 \cdot R1};$$

Рассмотрим ограничения: б) $f_{CP} = f_{BX\max};$

$$в) K_U > \frac{10}{\delta U_2} \cdot \left| \frac{U_{2\max}}{U_{0T}} \right|.$$

3. Выбор транзисторов VT1, VT2:

$$a) I_{\partial 0} \ll \frac{U_{1\min}}{R1};$$

$$б) |U_{БЭ\text{ ОБР}}| > |U_0^{+(-)}|;$$

$$в) f_{\alpha} \gg f_{BX\max}.$$

4. Определение сопротивления R2:

$$R1 = \frac{|U_0| - U_{0T}}{I_{K1\max}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R2} = \frac{U_0^2}{R2}.$$

5. Определение тока I_{K2}:

$$I_{K2} = \frac{1B}{R1}.$$

Таким образом, мы определили требование для ГСТ.

6. Проектирование ГСТ на транзисторе VT3 и стабилитроне VD.

7. Определение сопротивления R5:

$$R5 = \sqrt{R_d \cdot R_{БВХ}^{OV}} \rightarrow ДСТУ.$$

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

$$8. \xi = \left| \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} \right|.$$

9. Определение сопротивления R3₀:

$$R3_0 = R3(T_0),$$

$$R3_0 = \frac{R5}{\chi(T_2 - T_1)} \left[\frac{\varphi_{T2}}{\xi - \varphi_{T2}} - \frac{\varphi_{T1}}{\xi - \varphi_{T1}} \right].$$

10. Определение сопротивления R4:

$$R4 = R5 \cdot \frac{\varphi_{T1}}{\xi - \varphi_{T1}} - R3_0 [1 + \chi(T_1 - T_0)] \rightarrow ДСТУ.$$

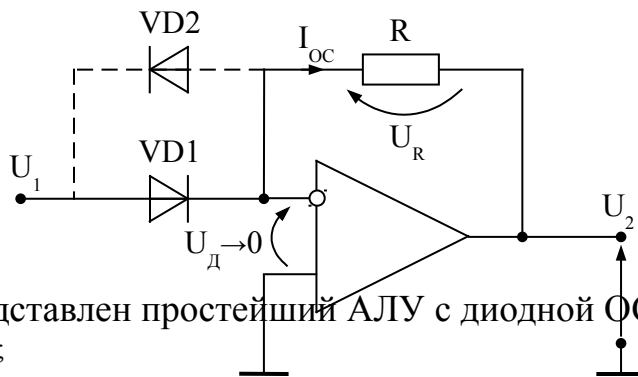
$$\text{Мощность: } P_{R4} = \frac{U_{2\max}^2}{\xi^2 \cdot R4}.$$

11. Определение ёмкости C:

$$C = \frac{0,03 \dots 0,05}{R1 \cdot f_{BX\max}} \rightarrow ДСТУ.$$

7. Антилогарифмические усилители (АЛУ)

7.1 Простейшие АЛУ



На рисунке представлен простейший АЛУ с диодной ОС.

Где $VD1: U_1 > 0;$
 $VD2: U_1 < 0.$

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

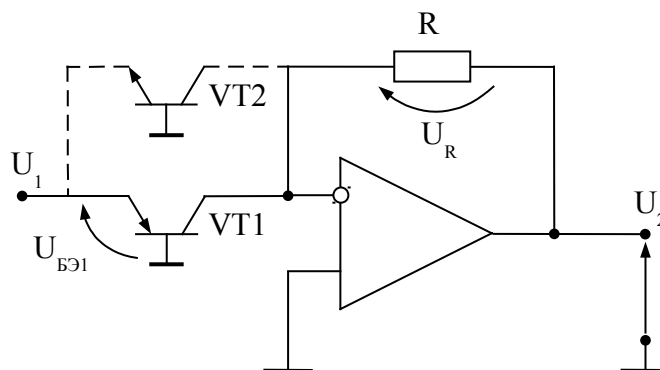
$$U_2 = -U_R = -I_{OC} \cdot R = -I_{PP} \cdot R = -\underbrace{R}_{K} \cdot I_0 \cdot e^{\frac{U_1}{m \cdot \phi_T}}.$$

Достоинства:

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

Недостатки:

11. Зависимость от температуры;
12. Малый диапазон входных токов;
13. Коэффициент m зависит от режима



На рисунке представлен простейший АЛУ с транзисторной ОС.

Где $VT1: U_1 > 0;$
 $VT2: U_1 < 0.$

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

Недостаток – зависимость от температуры.

Порядок проектирования

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

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) $K_U > \frac{10}{\delta U_2} \cdot \left| \frac{U_{2\text{max}}}{U_{1\text{max}}} \right|.$

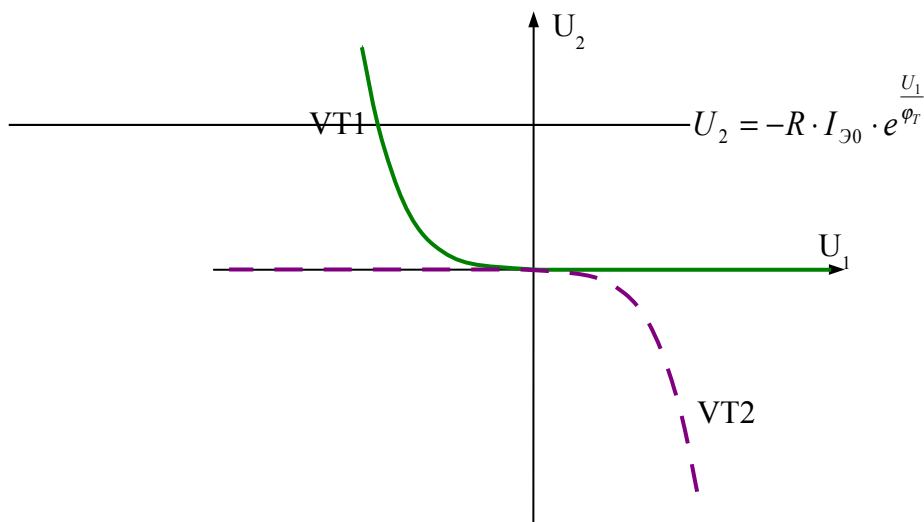
2. Выбор транзистора VT:

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

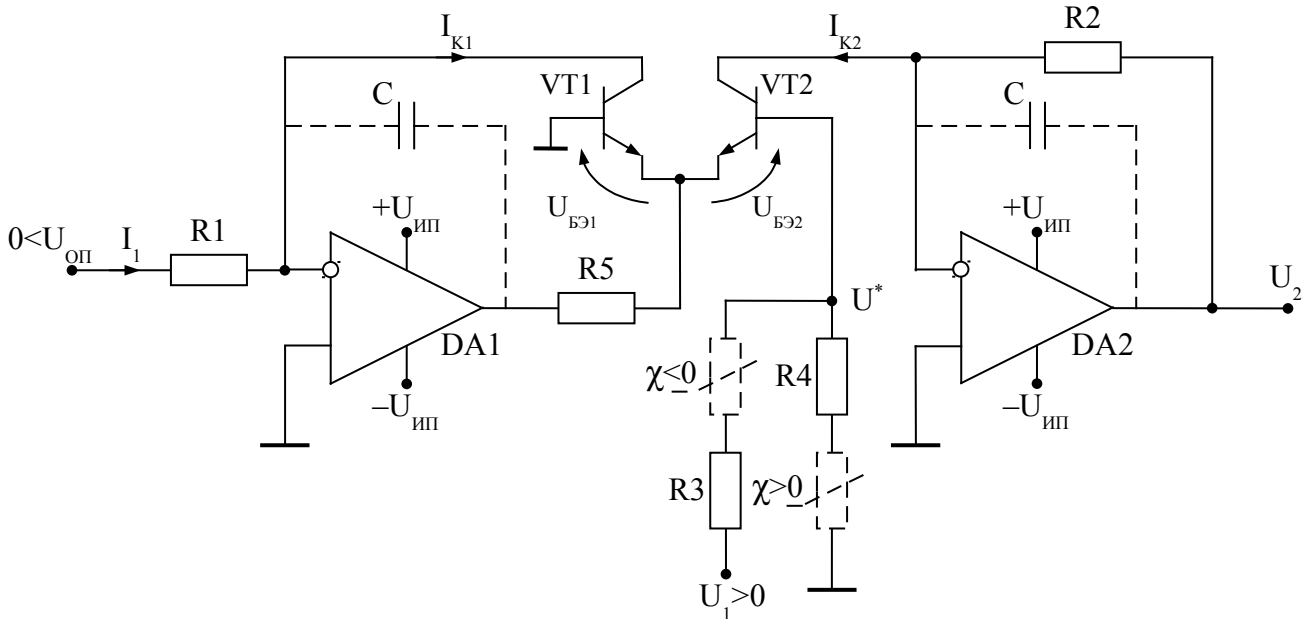
3. Определение сопротивления R:

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

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



7.2 АЛУ с термокомпенсацией



В качестве VT1 и VT2 используют набор транзисторов. U^* является функцией входного сигнала, т.е. алгебраической суммой напряжений на базах VT1 и VT2.

$$U^* = U_{БЭ2} - U_{БЭ1} = U_{БЭ} = \phi_T \ln \frac{I_K}{I_{Э0}} = \phi_T \ln \frac{I_{K2}}{I_{K1}} = \left| \begin{array}{l} I_{K2} = \frac{U_2}{R2} \\ I_{K1} = \frac{U_{оп}}{R1} \end{array} \right| = \phi_T \ln \frac{U_2}{R2} \cdot \frac{R1}{U_{оп}}.$$

Напряжение $U_{БЭ}$ — функция протекающего тока.

$$\frac{U_2}{U_{оп}} \cdot \frac{R1}{R2} = e^{\frac{U^*}{\phi_T}},$$

$$U^* \cong U_1 \cdot \frac{R4}{R3 + R4}.$$

Решим относительно U_2 :

$$U_2 = U_{оп} \cdot \frac{R2}{R1} \cdot e^{\frac{R4}{\phi_T(R3+R4)} U_1} = K_1 \cdot e^{K_2 U_1}.$$

Желательно, чтобы $K_2 \rightarrow 1$. Этого можно добиться подбором сопротивлений $R3$ и $R4$. Если вклад $R4$ в числителе больше, тогда используем термистор с $\chi < 0$, если термокомпенсация с помощью $R3$, то $\chi > 0$.

Порядок проектирования

Исходные

данные:

$U_{оп}$, $|U_{1max}|$, K_1 , K_2 , $|U_{2max}|$, δU_2 , R_H , f_{BXmax} , T_{min} , T_{max} .

1. Определение значения сопротивления R2:

$$R2 = \frac{U_{2max}}{I_{K1max}} \rightarrow ДСТУ \uparrow,$$

где $I_{Kmax} = 1 \text{ mA}$.

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

2. Выбор транзисторов VT1, VT2:

а) Si, набор VT;

б) $|U_{БЭ ОБР}| > |U_0^{+(-)}|$;

в) $f_\beta \gg f_{BXmax}$, где $f_\beta = \frac{f_\alpha}{\beta + 1}$.

3. Выбор ОУ (DA1, DA2):

Рассмотрим ограничения:

а) $I_{BX} < I_{Э0} \cdot \delta U_2$;

б) $f_{CP} = f_{BXmax}$;

в) $K_U > \frac{10}{\delta U_2} \cdot \left| \frac{U_{2max}}{U_{0T} (< 0.6B)} \right|$.

4. Определение сопротивления R1:

$$R1 = \frac{U_{оп} \cdot R2}{K1} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность: $P_{R1} = \frac{U_{оп}^2}{R1}$.

5. Проверка корректности заданных условий:

$$I_{K1} = \frac{U_{оп}}{R1} = \frac{K1}{R2} \leq 1 \text{ mA}.$$

Если проверка не выполняется, K_1 задано некорректно, а это значит, что нам необходимо либо увеличивать сопротивление $R2$, либо уменьшать опорное напряжение $U_{оп}$.

6. Определение сопротивления R5:

$$R5 = \frac{|U_0| - U_{0T}}{I_{Kmax} (1 \text{ mA})} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

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

7. Определение сопротивления R4₀ ($\chi > 0$):

$$R4_0 = \frac{U_{1max} \cdot \beta \cdot (1 - K_2 \cdot \varphi_{T0})}{10 \cdot I_{Kmax} \cdot (1 + K_2 \cdot \varphi_{T0} \cdot \chi \cdot \Delta T)},$$

где $\Delta T = T_{max} - T_0$, $I_{Kmax} = 1 \text{ mA}$. Коэффициент 10 указывает, что ток в делителе напряжения $R3 - R4$ как минимум в 10 раз больше тока базы транзисторов.

8. Определение сопротивления $R3$ ($\chi > 0$) :

$$R3 = R4_0 = \frac{K_2 \cdot \varphi_{T0}}{1 - K_2 \cdot \varphi_{T0}} \rightarrow ДСТУ \downarrow .$$

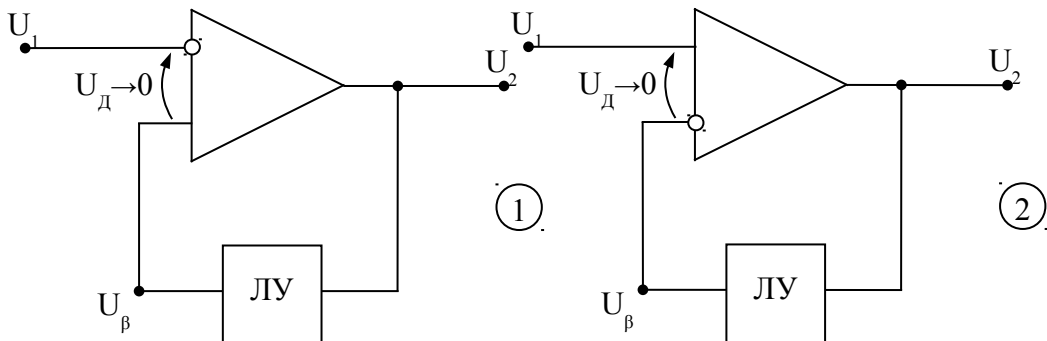
Мощность: $P_{R3} = \frac{U_{lmax}^2 \cdot R3}{(R4_0 + R3)^2} .$

9. Определение ёмкости C :

$$C = \frac{0,03...0,05}{R1 \cdot f_{BX \max}} \rightarrow ДСТУ .$$

Наиболее существенна ёмкость для DA1, каскад на DA2 более устойчив.

7.2 АЛУ на основе ЛУ



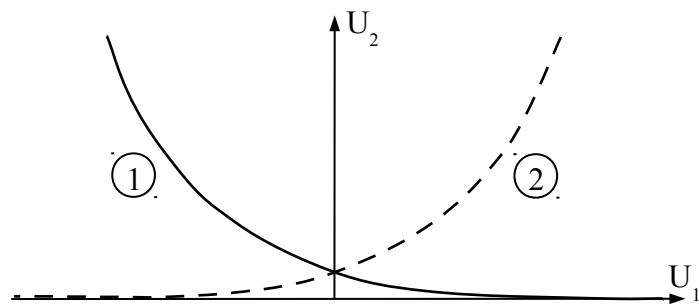
Схемой 1 реализуется функция: $U_\beta = -\xi \cdot \ln U_2 .$

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

Можно говорить, что:

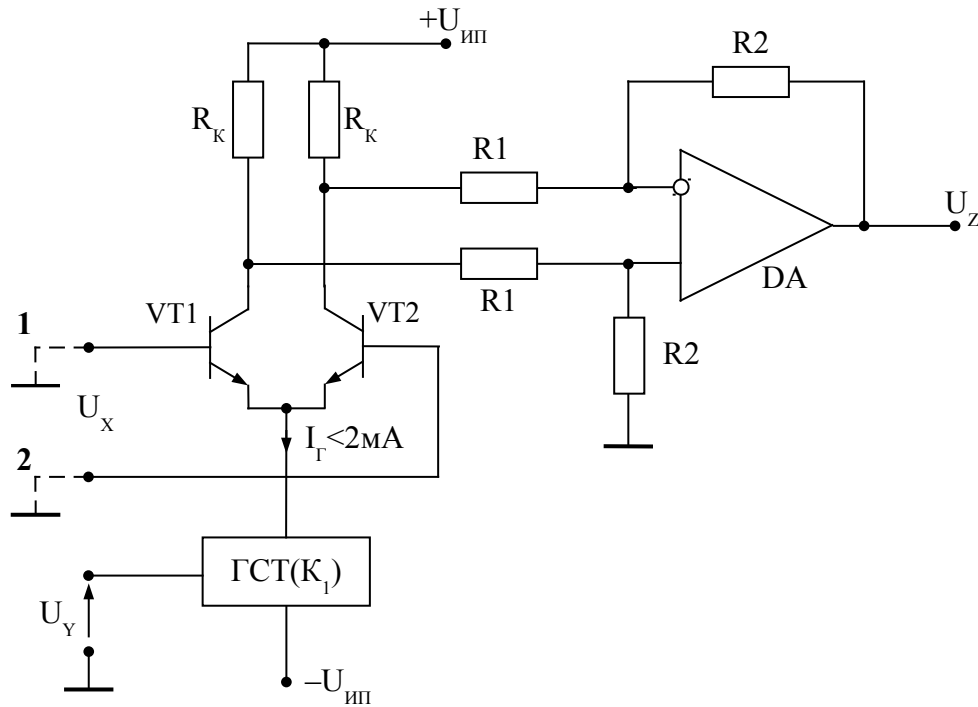
$$U_2 = e^{-\frac{U_1}{\xi}} .$$

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



8. Схемы умножения и деления

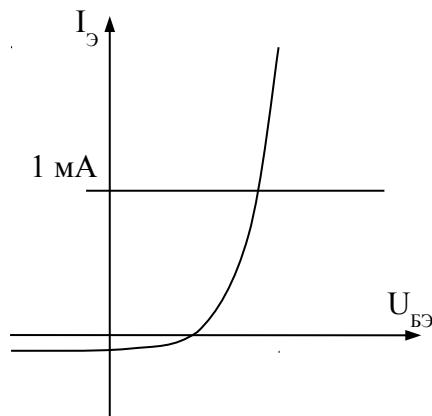
8.1 Аналоговый перемножитель



VT1, VT2 – набор транзисторов.

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

Рассмотрим входную характеристику транзистора:



Ток генератора: $I_G = K_1 \cdot U_Y$, $K_1 [CМ]$.

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_{ε} , 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: $\pm \Delta U_X = U_{B\bar{\varepsilon}} \leq 9mB = 0.35\varphi_T$.

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

$$U_Z = K_2 \cdot (\Delta U_{K_1} - \Delta U_{K_2}) = \|\Delta U_{K_1}\| = \|\Delta U_{K_2}\| = 2 \cdot K_2 \cdot \Delta U_K = 2 \cdot K_2 \cdot \Delta I_K \cdot R_K = \\ = |\Delta I_K \gg \Delta R1| = 2 \cdot K_2 \cdot \alpha \cdot \Delta I_{\varepsilon} \cdot R_K,$$

$$\text{где } K_2 = \frac{R2}{R1}.$$

Приращения всегда взаимнопротивоположны:

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

ΔU_{K_1} передается без инверсии, ΔU_{K_2} передается с инверсией.

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

Значение α близко к единице. ΔI_{ε} определяется изменением входного сигнала:

$$\Delta I_{\varepsilon} = \frac{\Delta U_{B\bar{\varepsilon}}}{R_{B\bar{\varepsilon}}} = \left| R_{B\bar{\varepsilon}}^{OB} = r_{\varepsilon} + \frac{r_B + R_{\Gamma}}{\beta + 1} \approx r_{\varepsilon} = \frac{\varphi_T}{I_{\varepsilon}} \right| = \frac{U_X \cdot I_{\Gamma}}{4 \cdot \varphi_T} = \frac{K_1 \cdot U_X \cdot U_Y}{4 \cdot \varphi_T}.$$

Для малых токов сопротивление:

$$r_{\varepsilon} \gg \frac{r_B + R_{\Gamma}}{\beta + 1},$$

$$U_Z = \frac{2 \cdot K_2 \cdot R_K \cdot K_1 \cdot U_X \cdot U_Y}{4 \cdot \varphi_T} = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot R_K}{2 \cdot \varphi_T} \cdot U_X \cdot U_Y = \frac{K_1 \cdot R2 \cdot R_K}{2 \cdot \varphi_T \cdot R1} \cdot U_X \cdot U_Y.$$

Коэффициент K 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: ΔU_X , $U_{Y \max}$, $U_{Z \max}$, δU_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.

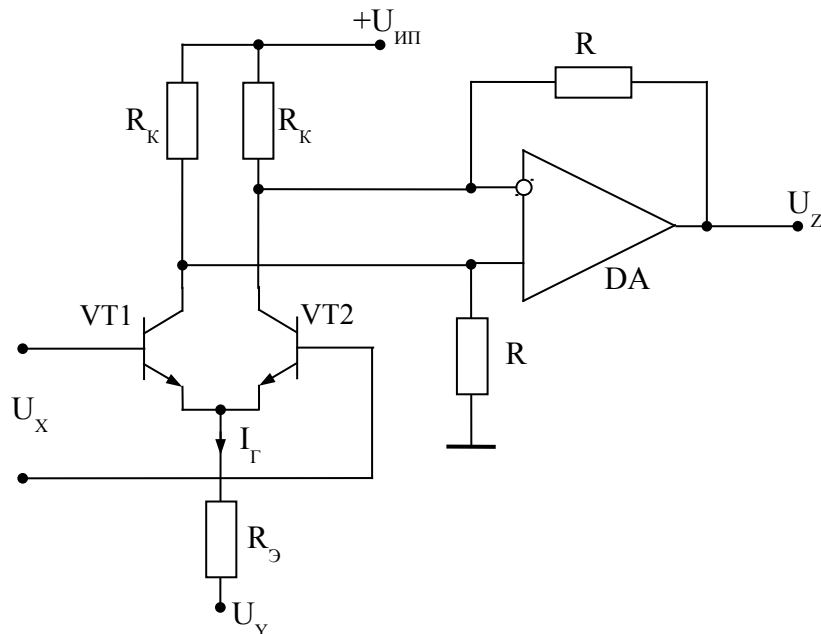
$$\text{Мощность: } P_{R_K} = \frac{U_{III}^2}{R_K}.$$

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:



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

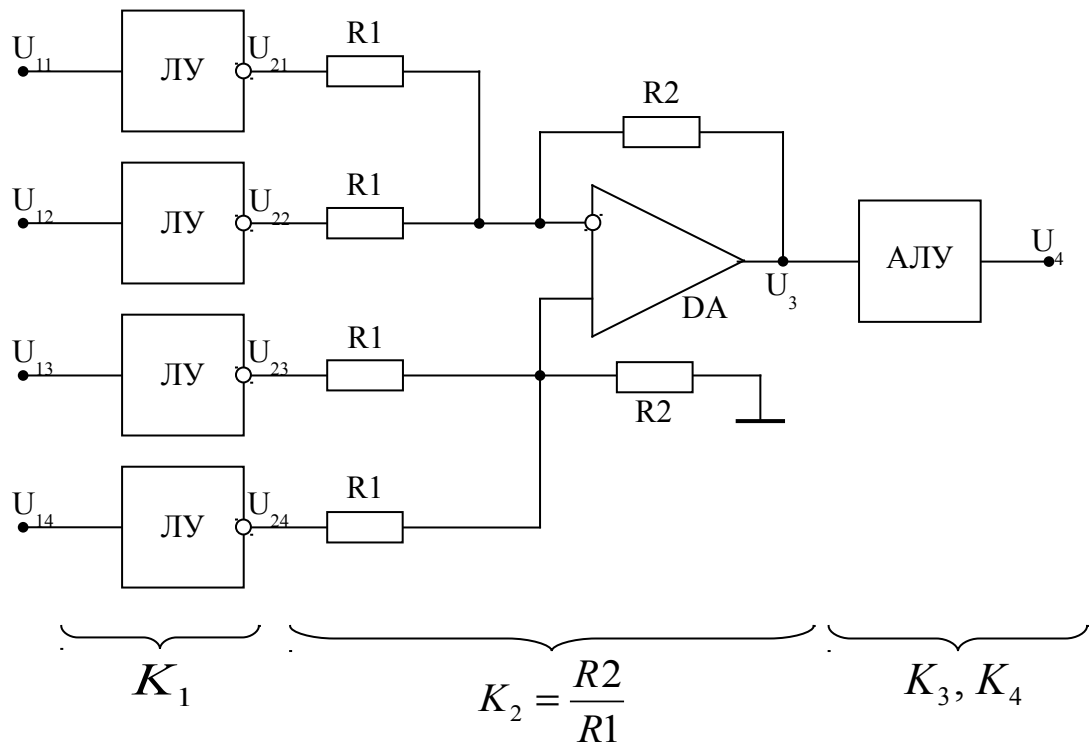
$$\text{Если } K_1 = \frac{1}{R_3}, \text{ тогда } |U_y| \gg 0.6 \text{ В}.$$

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).

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

$K_1 = \varphi_T; \xi$ – 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 R_1).

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

Недостаток: много ступеней, а значит большая задержка.

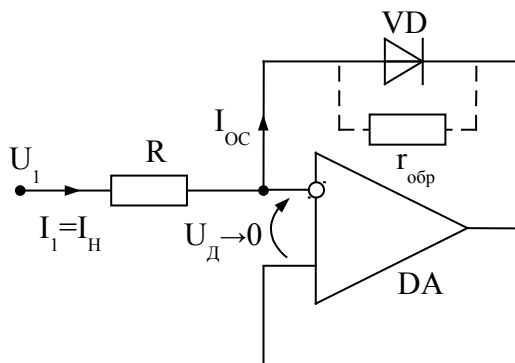
9. Активные выпрямители (АВ)

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.

14. Для положительной полуволны:

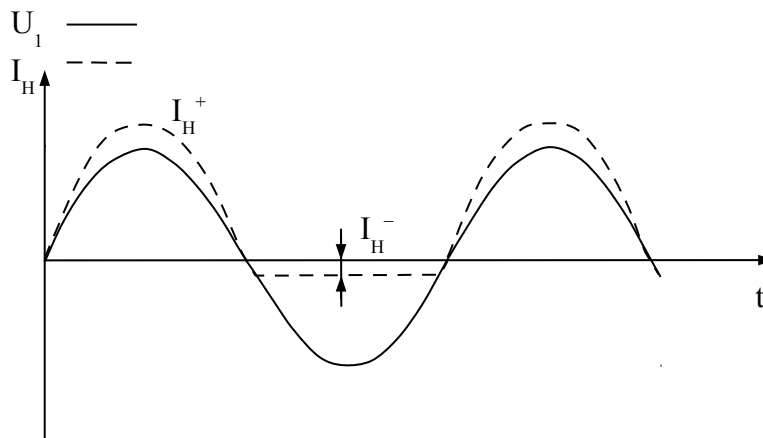
Диод открыт. Глубокая обратная связь.

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

15. Для отрицательной полуволны:

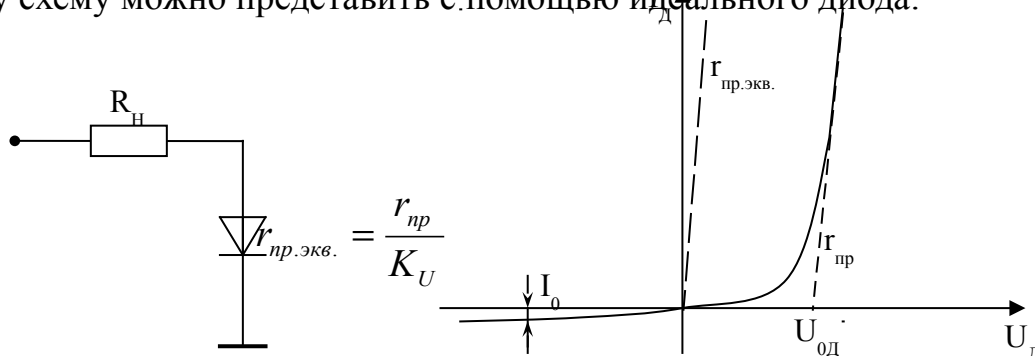
Диод заперт. Обратной связи нет. Входное сопротивление определяется дифференциальным сопротивлением операционного усилителя и обратным сопротивлением диода.

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



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

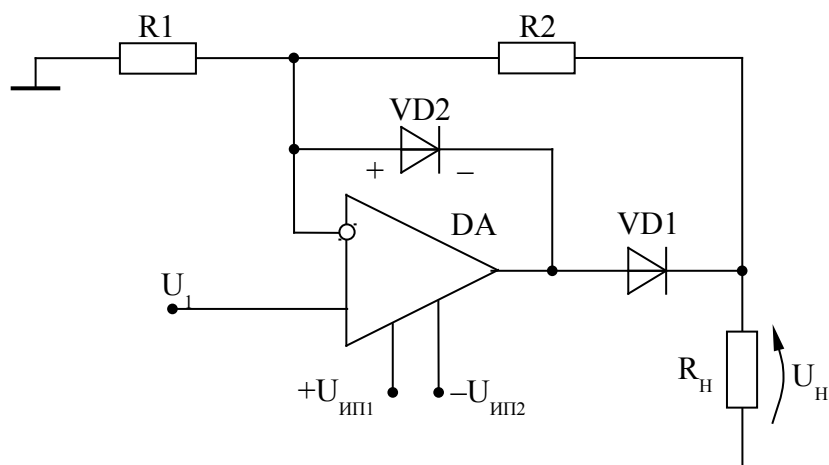
Эту схему можно представить с помощью идеального диода:



где $U_{0ид} = \frac{U_{0д}}{K_U}$ – U_0 идеального диода.

При проектировании только выбор диода VD и операционного усилителя DA.

б) АВ напряжения



Частотные свойства такой схемы улучшаются.

16. Для положительной полуволны:

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

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

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

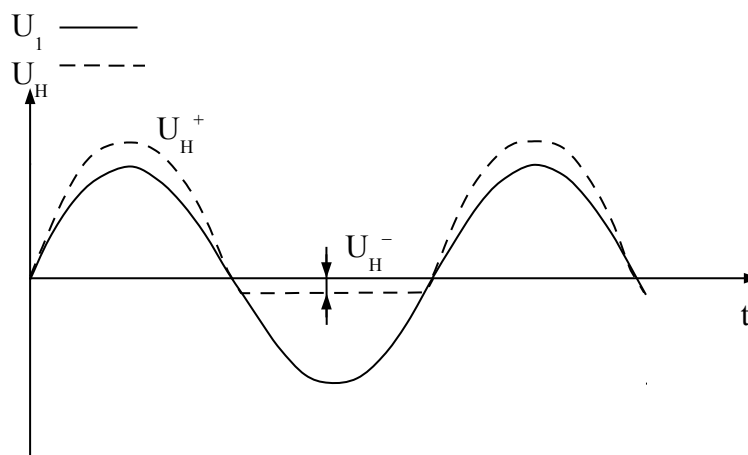
$$\Rightarrow U_H = U_1.$$

17. 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 , $I_{OБP \max}$, $r_{ПР \ ЭКВ}$, f_{\max} , T_{\max} .

1. Определение $I_{H \max}$:

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

2. Выбор диода VD:

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

3. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

- a) $I_{ВЫХ}^{OY} > I_{H \max}$;
- 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:

$$R2 = \sqrt{R_{Д} \cdot R_{ВЫХ}^{OY}} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$$

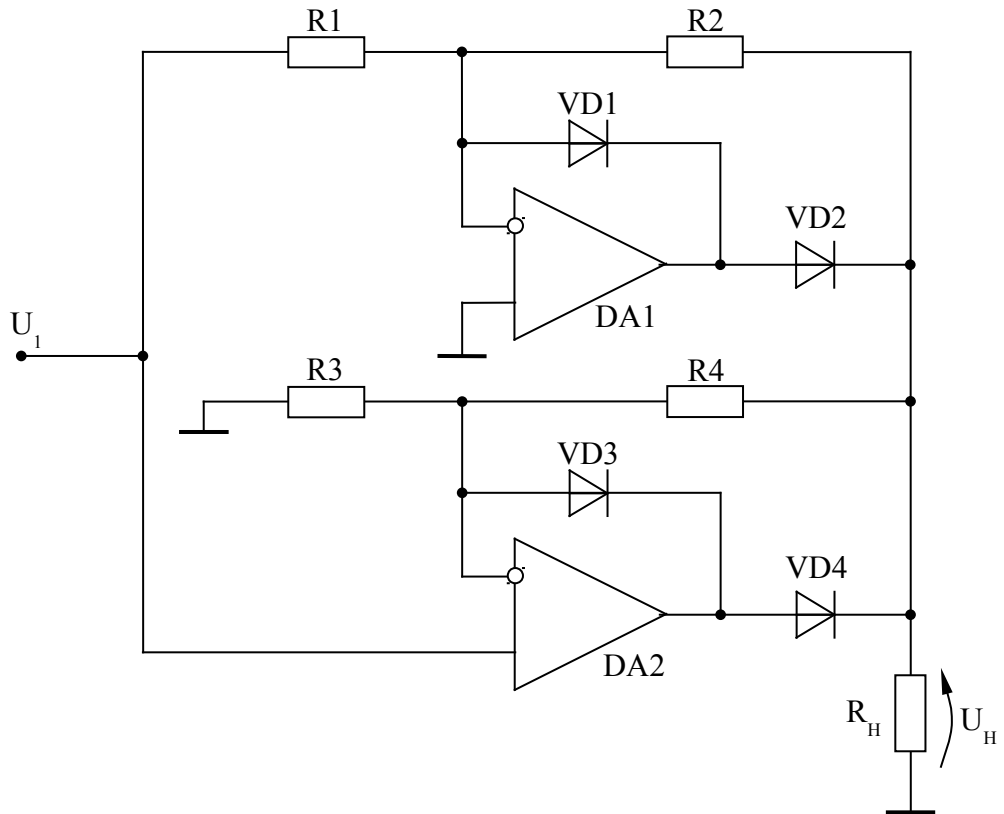
$$\text{Мощность: } P_{R2} = \frac{(U_{H \max} - U_{1 \max})^2}{R2}.$$

5. Определение сопротивления R1:

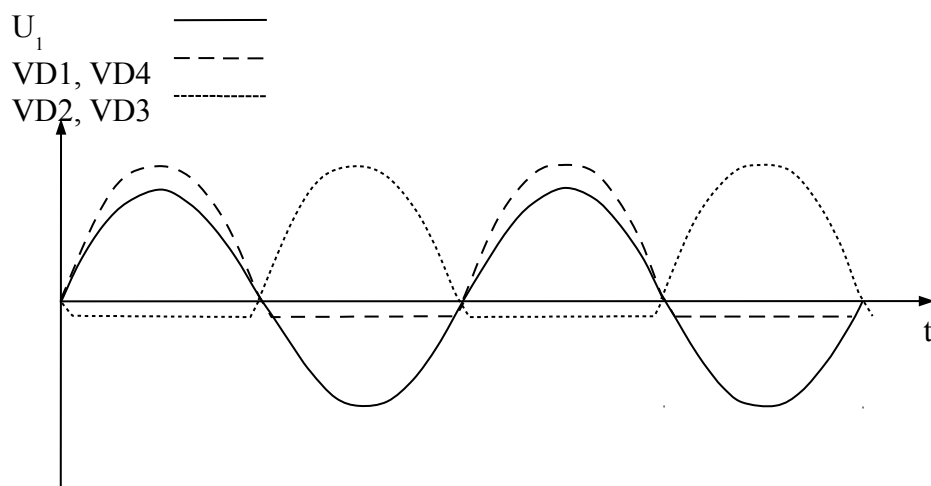
$$R1 = \frac{R1 \cdot U_{1 \max}}{U_{H \max} - U_{1 \max}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

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

9.2 Двухполупериодный АВ



Получим два однополупериодных выпрямителя, включенных параллельно на общей нагрузке.



18. Для положительной полуволны:

Диоды VD1, VD4 открыты, диоды VD2, VD3 заперты:

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

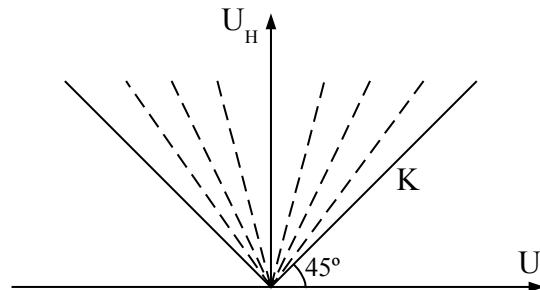
19. Для отрицательной полуволны:

Диоды VD2, VD3 открыты, диоды VD1, VD4 заперты:

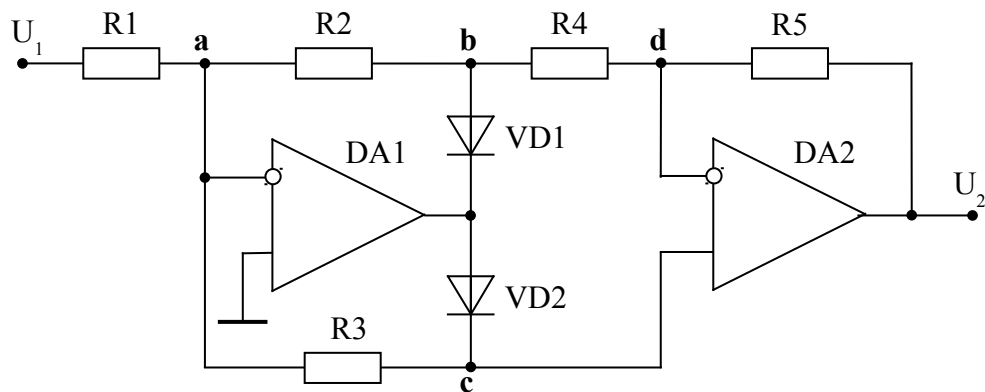
$$K^- = -\frac{R2}{R1}.$$

По модулю эти коэффициенты равны: $K^+ = |K^-| = K$.

Напряжение нагрузки: $U_H = |U_1| \cdot K$.



9.3 Прецизионный двухполупериодный АВ



20. Для положительной полуволны:

Диод VD1 открыт, диод VD2 заперт:

$$U_2 = -U_B \frac{R5}{R4} = +U_1 \frac{R2}{R1} \cdot \frac{R5}{R4},$$

$$K^+ = \frac{R2}{R1} \cdot \frac{R5}{R4}.$$

21. Для отрицательной полуволны:

Диод VD2 открыт, диод VD1 заперт:

$$U_2 = U_C \left(1 + \frac{R5}{R2 + R4} \right)$$

$$U_C = -U_1 \frac{R3 \parallel (R2 + R4)}{R1} = \frac{R3 \cdot (R2 + R4)}{R1 \cdot (R2 + R3 + R4)} \cdot U_1 \Rightarrow$$

$$U_2 = -U_1 \cdot \frac{R3 \cdot (R2 + R4) \cdot (R2 + R4 + R5)}{R1 \cdot (R2 + R3 + R4) \cdot (R2 + R4)} = |R3 = R5| = -U_1 \cdot \frac{R3}{R1} = K^- \cdot U_1.$$

$$K^+ = |K^-| \Rightarrow \frac{R2 \cdot R5}{R1 \cdot R4} = \frac{R3}{R1},$$

$$R2 = R5 \Rightarrow R2 = R4.$$

Порядок проектирования

Исходные данные: U_{\max} , R_H , δU_2 , $f_{BX \max}$, $K_{UB} = \left| \frac{U_{2 \max}}{U_{1 \max}} \right|$.

1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$a) I_{BX}^{OV} > \frac{I_{1 \max} \cdot K_{UB}}{R_H};$$

$$б) f_{CP} \gg f_{BX \max};$$

$$в) K_U^{OV} > \frac{10 \sqrt{K_{UB}}}{\delta U_2}.$$

2. Выбор диода VD1, VD2:

$$a) I_{ПП} > I_{BX}^{OV};$$

$$б) U_{OБP} > U_{H \max};$$

$$в) t_{BOCT} < \frac{\delta U_2}{f_{BX \max}}.$$

3. Определение сопротивления R2:

$$R = R_2 = R_3 = R_4 = \sqrt{R_d \cdot R_{BВХ}^{OV}} \rightarrow ДСТУ.$$

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

4. Определение сопротивления R1:

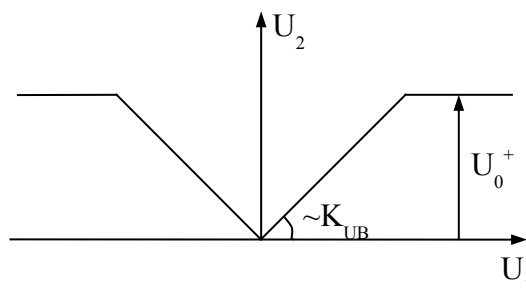
$$R_1 = \frac{R}{K_{UB}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R1} = \frac{U_{1 \max}^2}{R_1}.$$

5. Определение сопротивления R4:

$$R_4 = R_1 \cdot \sqrt{K_{UB}} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

$$\text{Мощность: } P_{R4} = \frac{U_{1 \max}^2 \cdot K_{UB}}{R_4}.$$

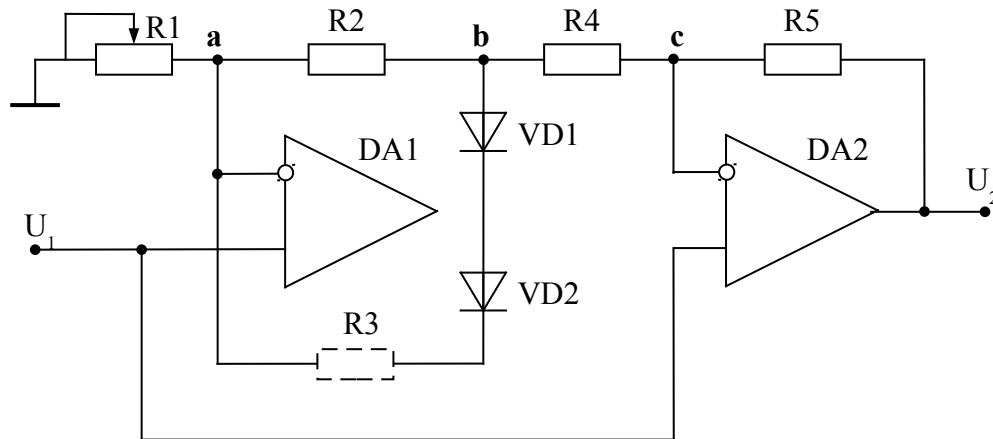


Недостатки схемы:

10. Поскольку на входе ОУ действует параллельная обратная связь по напряжению, то входное сопротивление невелико:

$$R_{BX} = R1 .$$

9.4 Прецизионный выпрямитель с большим входным сопротивлением



*В книге Щербакова приводится сопротивление $R3$, но смысла оно не имеет.

Действует последовательная отрицательная связь по напряжению, и таким образом, входное сопротивление увеличивается:

$$R_{BX} = R_d \cdot F ,$$

где F – глубина обратной связи:

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

Утечка определяется не входным сопротивлением, а сопротивлением изоляции.

Рассмотрим, как формируется выходной сигнал:

22. Для положительной полуволны:

Диод VD2 открыт, диод VD1 заперт. Глубокая ООС через VD2, которая обеспечивает линейный режим, а, следовательно, $R3$ не нужен! Можно считать, что в точке a :

$$U_a = U_1 .$$

Выходное сопротивление определяется по принципу суперпозиции:

$$U_2 = U_1 \left(1 + \frac{R5}{R2 + R4} \right) - U_a \cdot \frac{R5}{R2 + R4} = U_1 ,$$

$$\text{то есть: } K_{UB}^+ = 1 .$$

Недостаток схемы:

11. Основное ограничение схемы – выбор гибкости коэффициента передачи.

Достоинства схемы:

12. Большое входное сопротивление;

13. Выпрямляет очень маленькие сигналы.

23. Для отрицательной полуволны :

Диод VD1 открыт, диод VD2 заперт. Можно считать, что в точке b :

$$U_b = U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Выходное напряжение определяется:

$$U_2 = U_1 \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) - U_b \cdot \frac{R_5}{R_4} = U_1 \left(1 + \frac{R_5}{R_4} - \frac{R_5}{R_4} - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_5}{R_4} \right).$$

$K_U = -1$

$$\text{Отсюда следует: } \frac{R_2 \cdot R_5}{R_1 \cdot R_4} = 2. *$$

Точность положительной полуволны не зависит от сопротивлений, а для отрицательной полуволны нужно точно выдержать соотношение *.

Недостаток схемы:

14. Коэффициент передачи строго равен единице (угол наклона равен 45°).

Достоинство схемы:

15. Очень большое входное сопротивление.

Порядок проектирования

Исходные данные: U_{\max} , R_H , δU_2 , $f_{BX \max}$, $K_{UB} = \left| \frac{U_{2 \max}}{U_{1 \max}} \right|$.

1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$a) I_{BX}^{OV} > \frac{I_{1 \max} \cdot K_{UB}}{R_H};$$

$$б) f_{CP} \gg f_{BX \max};$$

$$в) K_U^{OV} > \frac{10 \sqrt{K_{UB}}}{\delta U_2}.$$

2. Выбор диода VD1, VD2:

$$a) I_{PP} > I_{BX}^{OV};$$

$$б) U_{OБP} > U_{H \max};$$

$$в) t_{BOCT} < \frac{\delta U_2}{f_{BX \max}}.$$

3. Определение сопротивления:

$$R = R_2 = R_5 = R_4 = \sqrt{R_d \cdot R_{BBLX}^{OV}} \rightarrow ДСТУ.$$

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

4. Определение сопротивления R1:

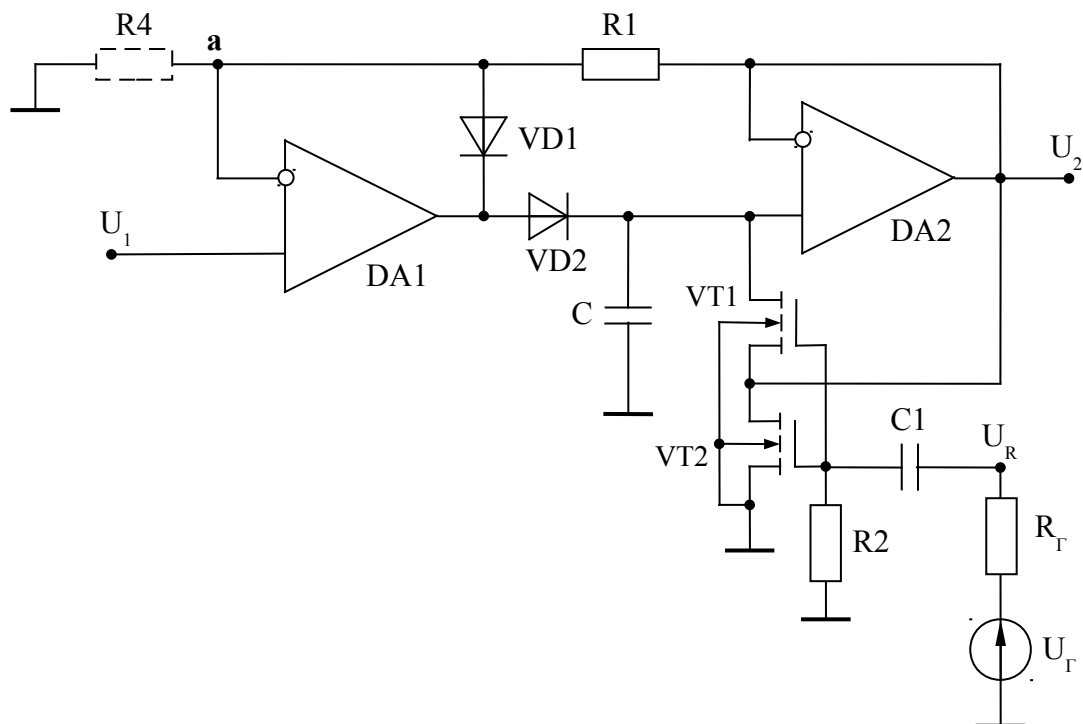
$$R1 = \frac{R}{2} \rightarrow ДСТУ.$$

Чтобы точно выровнять величину K_U^- с учетом разброса номиналов R , можно поставить вместо $R1$ “подстроечный” резистор.

10. Амплитудные детекторы

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

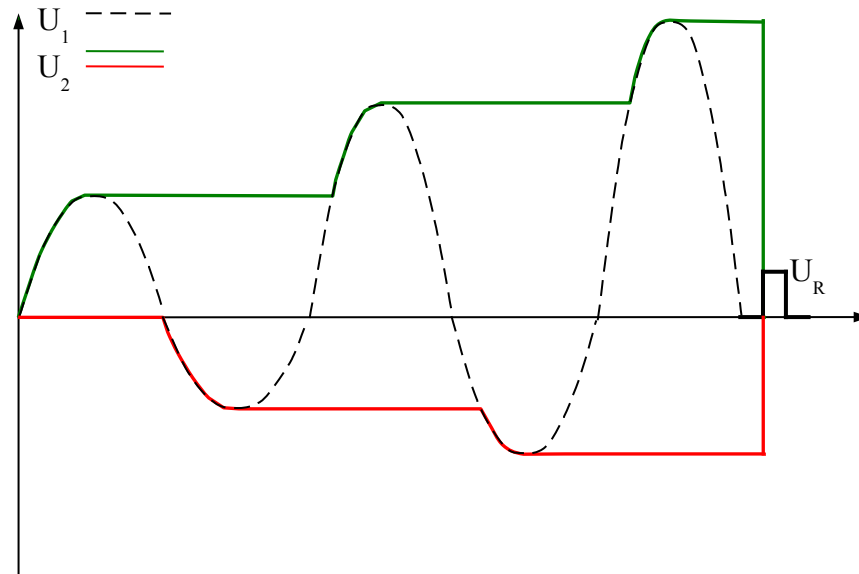
10.1 Пиковый детектор



24. На $DA1$, $VD1$, $VD2$ – активный однополупериодный выпрямитель с последовательной ООС по напряжению. Он может усиливать, может просто передавать. Конденсатор C – накопитель, который хранит до сигнала сброса детектированный пик; C заряжается через $VD2$. U_R – сигнал сброса.
25. 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 C разряжен, на входе ноль.

Если входной сигнал постепенно нарастает (малейшее $U_1 > 0$): диод $VD2$ открыт, диод $VD1$ заперт. Конденсатор C 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 полувольт 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:

$$R1 = \sqrt{R_d \cdot R_{BbIX}^{OY}} \rightarrow ДСТУ .$$

Мощность:

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

3. Выбор диодов VD1, VD2:

- а) $I_O < I_{BX}^{OY}$;
- 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) $r_{ПР} \ll R_{BbIX}^{OY}$.

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.

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

$$C' = 10 \frac{I_O + I_{BX}^{OY} + I_{C_{ym}}}{U_O \cdot \delta U_2} \cdot t_{XP\max} ;$$

где

$$C'' = \frac{\delta U_2}{f_{BX\max} (R_{BbIX}^{OY} + r_{ПР})} .$$

5. Выбор транзисторов VT1, VT2:

- а) $I_{C_{ym}} \rightarrow 0$;
- 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.

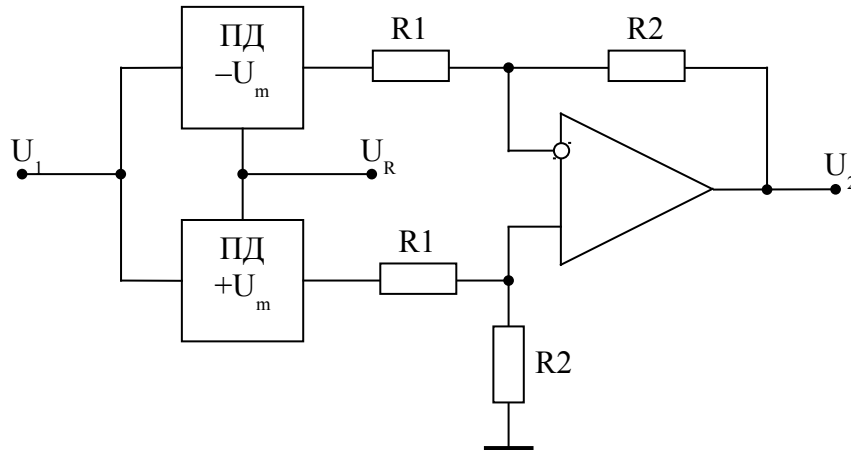
Мощность: $P_{R3} = I_{ym} \cdot |U_O|$.

8. Определение сопротивления R4:

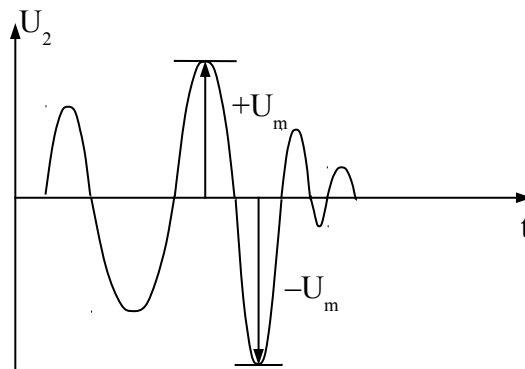
$$R4 = \frac{R1}{K_{УД} - 1} \rightarrow ДСТУ \downarrow ,$$

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

10.2 Детектор размаха сигнала



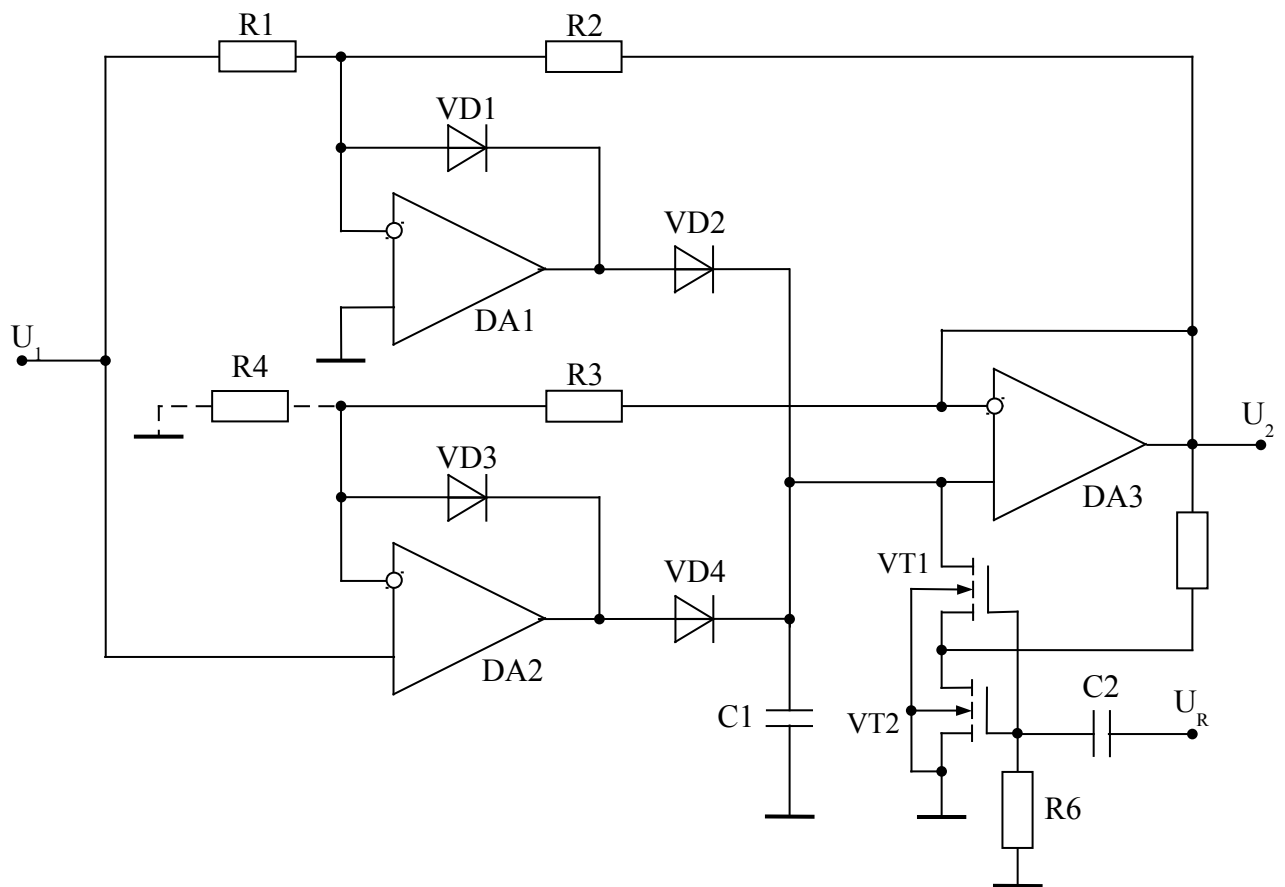
Где $U_2 = K \cdot (U_m + |-U_m|)$, $K = \frac{R2}{R1}$.



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

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.

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

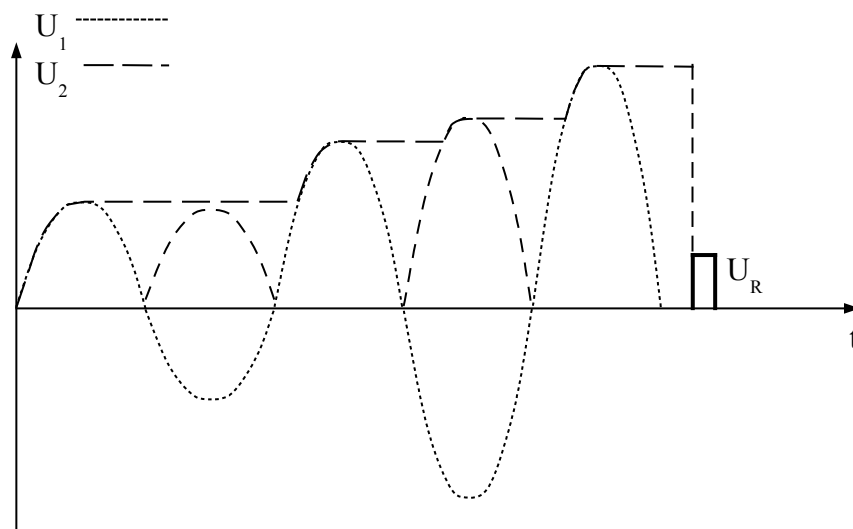
$$K = \frac{R2}{R1} = 1 + \frac{R3}{R4}.$$

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 $K = 1$:

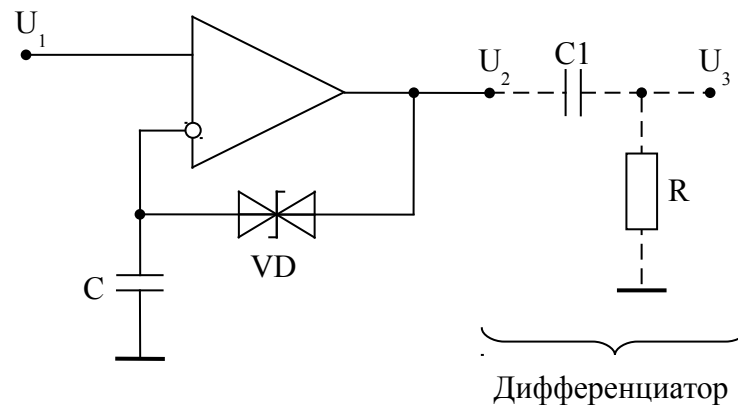


Постепенно выбирается наибольшее значение из случайного сигнала и накапливается на конденсаторе.

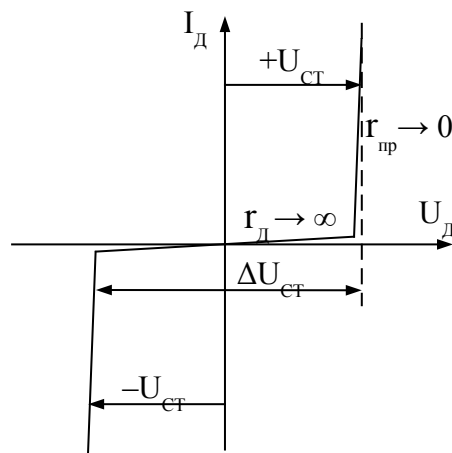
Эти устройства находят применение при анализе ЭКГ, ЭЭГ.

10.4 Детектор экстремумов

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

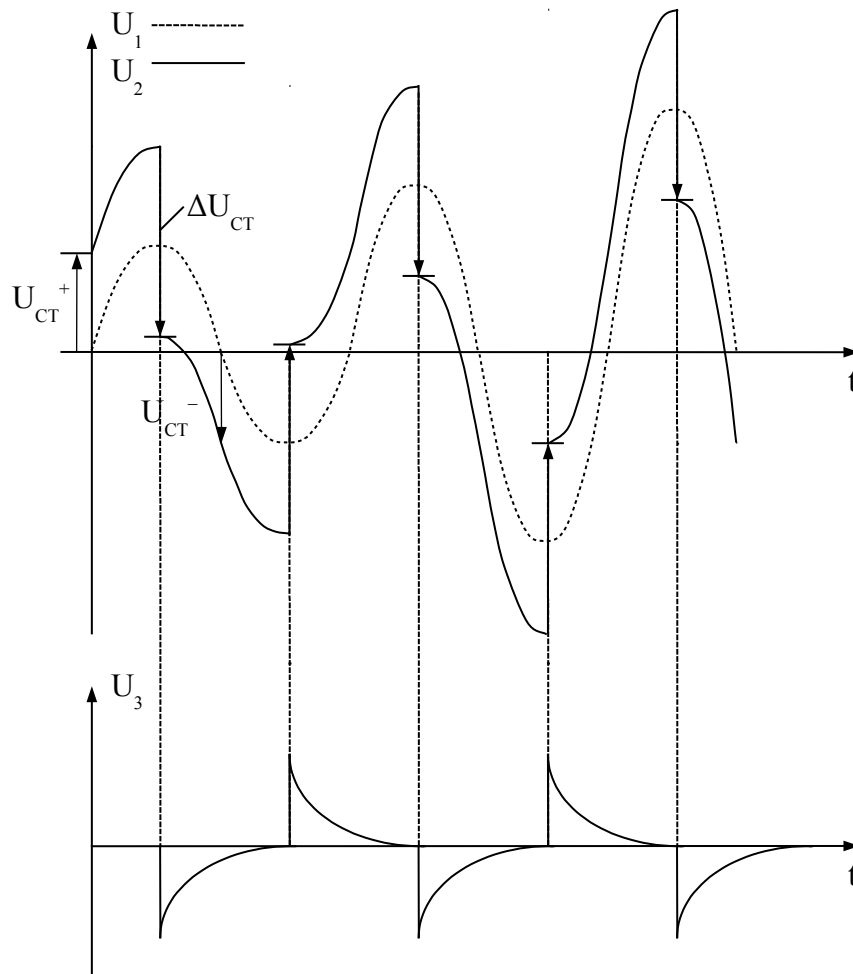


Характеристика стабилитрона симметрична:



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.

11. RC-генераторы синусоидальных колебаний

Предназначены для формирования синусоидальных сигналов. Особенность таких RC-генераторов в том, что они работают в области низких частот (до 1 МГц).

Сформулируем условия для самовозбуждения. Если есть система с коэффициентом передачи K_U и обратной связью:

$$\begin{array}{c} \dot{\beta}(\omega) \leftarrow \\ \rightarrow \dot{K}_U(\omega) \end{array}$$

7. Условие баланса амплитуд: $K_U(\omega) \cdot \beta(\omega) > 1$.

Усиление активной части схемы должно компенсировать затухание пассивной части схемы.

$$K_U(\omega) \cdot \beta(\omega) = \begin{cases} < 1 & \text{— затухающие колебания,} \\ = 1 & \text{— стационарный режим,} \\ > 1 & \text{— нарастающие колебания.} \end{cases}$$

2. $\sum_i \varphi_i(\omega) = 2k\pi$, где $k = 0, 1, 2 \dots$

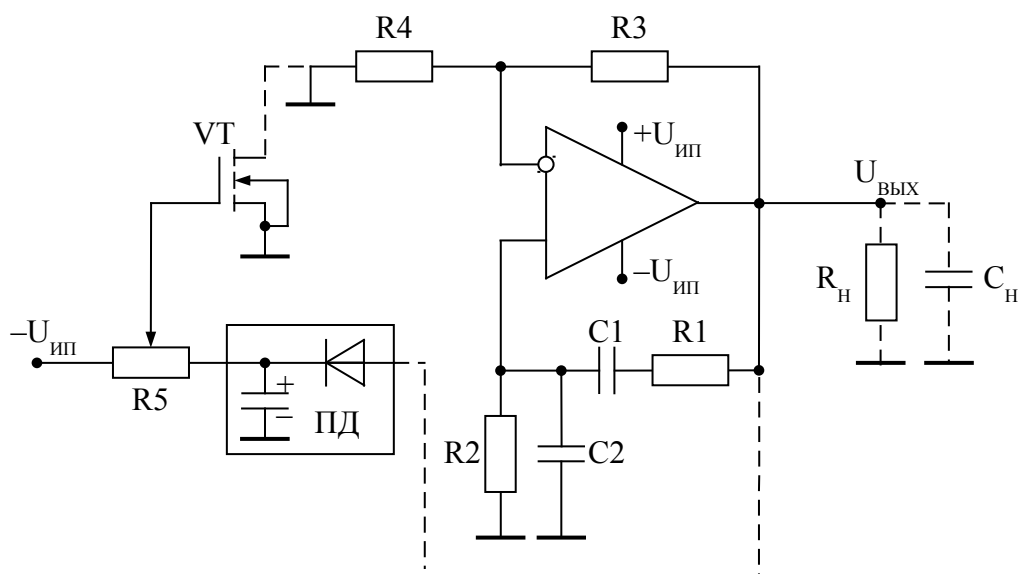
3. Первых два условия должны выполняться для узкого диапазона частот ω_0 , и не выполняется для гармоник $2\omega_0$, $3\omega_0$. То есть, эти условия выполняются только для основной гармоники ω_0 .

1, 2, 3 условия — для гармонических генераторов;

1, 2 условия — для всех генераторов.

11.1 RC-генератор с мостом Вина (Робинсона)

Приведем простейшую схему.



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

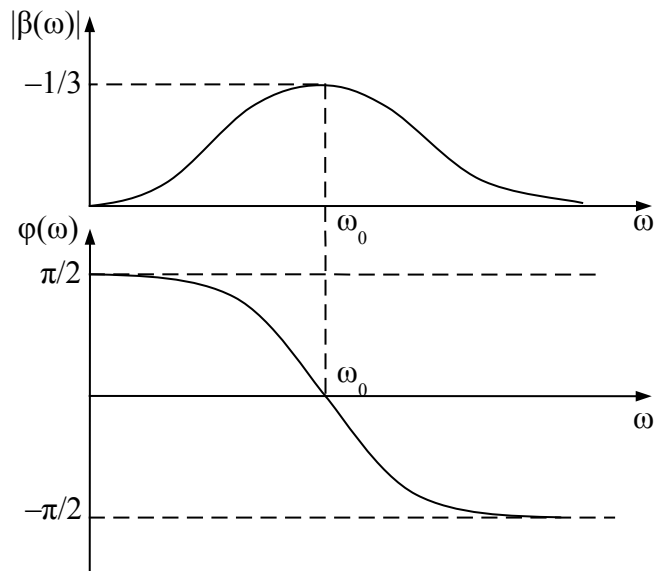
$C1, R1, C2, R2$ — частотозависимые,

$R3, R4$ — частотонезависимые.

ОУ включен между этими плечами (в диагонали моста):

$$K_U^{оос} = 1 + \frac{R3}{R4}.$$

Чтобы ОС была положительной, фазовый сдвиг на частоте ω_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:

$$R1 = R2 = R;$$

$$C1 = C2 = C;$$

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

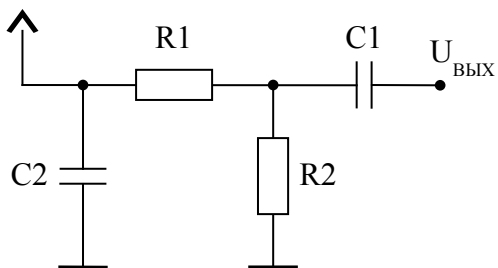
$$\beta(\omega_0) = \frac{1}{3} - \text{максимальный коэффициент передачи.}$$

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

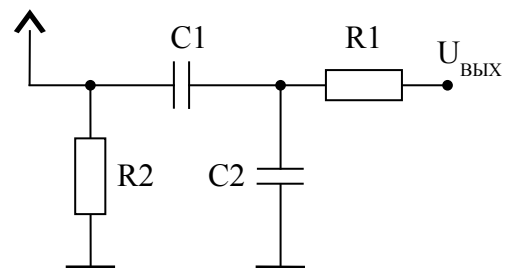
$$K_U^{ООС} = 3.$$

$R1$, $C2$ – интегрирующее звено,
 $R2$, $C1$ – дифференцирующее звено.

Эти звенья можно комбинировать:

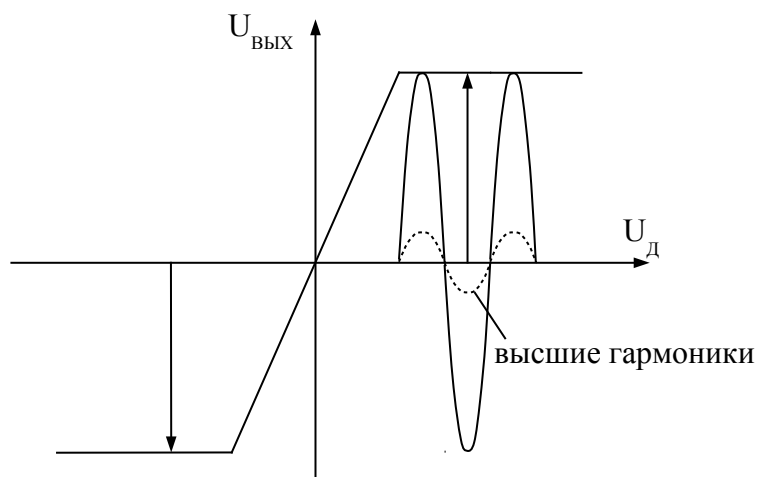


$$\beta(\omega_0) = \left(1 + \frac{C1}{C2} + \frac{R2}{R1} \cdot \frac{C1}{C2}\right)^{-1}$$



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

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

1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

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

2. Определение сопротивления:

$$R1 = R2 = R3 = R = \sqrt{R_d \cdot R_{ВЫХ}^{OV}} \rightarrow ДСТУ.$$

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

Мощность:

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

3. Определение емкостей:

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

4. Определение сопротивления R4:

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

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

5. Выбор транзистора VT:

$$a) I_{C \text{ доп}} > \frac{U_{\text{ВЫХ } m}}{3 \cdot R};$$

$$б) U_{\text{СИ доп}} > \frac{U_{\text{ВЫХ } m}}{3};$$

$$в) U_{CT} > 0 \quad p\text{-канал};$$

$$U_{CT} < 0 \quad n\text{-канал}.$$

7. Определение сопротивления R4':

$$R4' = R4 - R1 \quad (U_{3И} = 0).$$

7. Определение сопротивления R5:

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

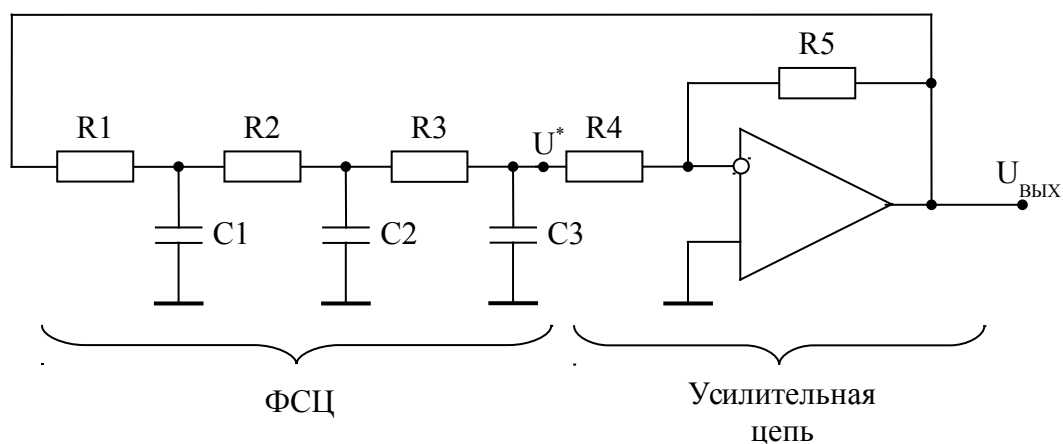
Мощность: $P_{R5} = \frac{4 \cdot U_0^2}{R5}.$

19) Определение емкости C3:

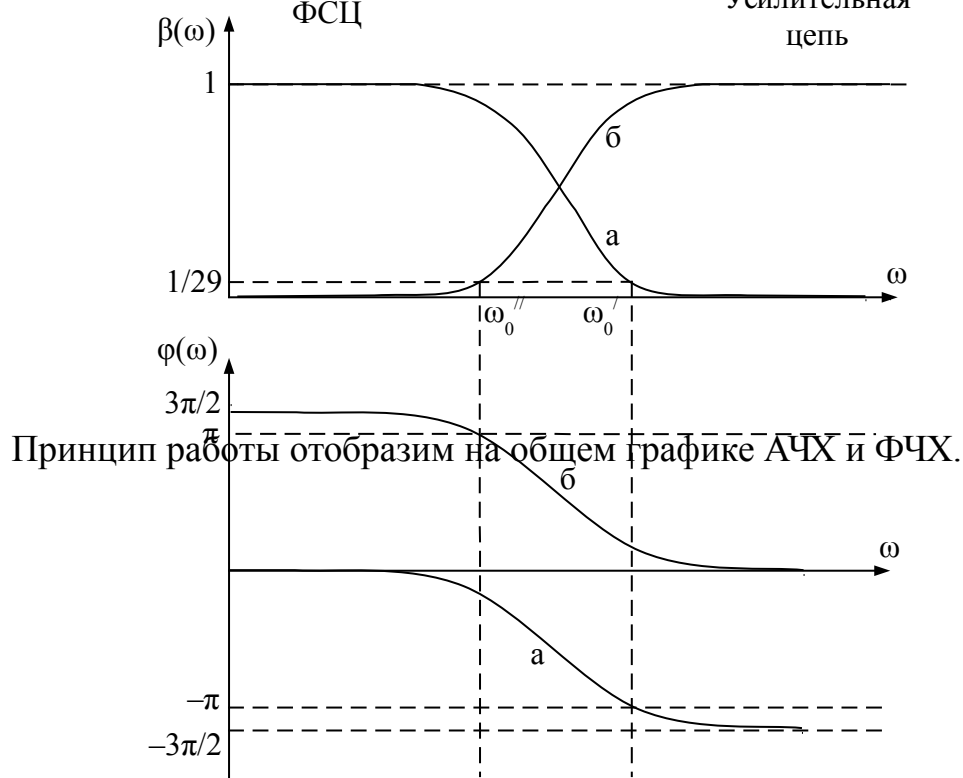
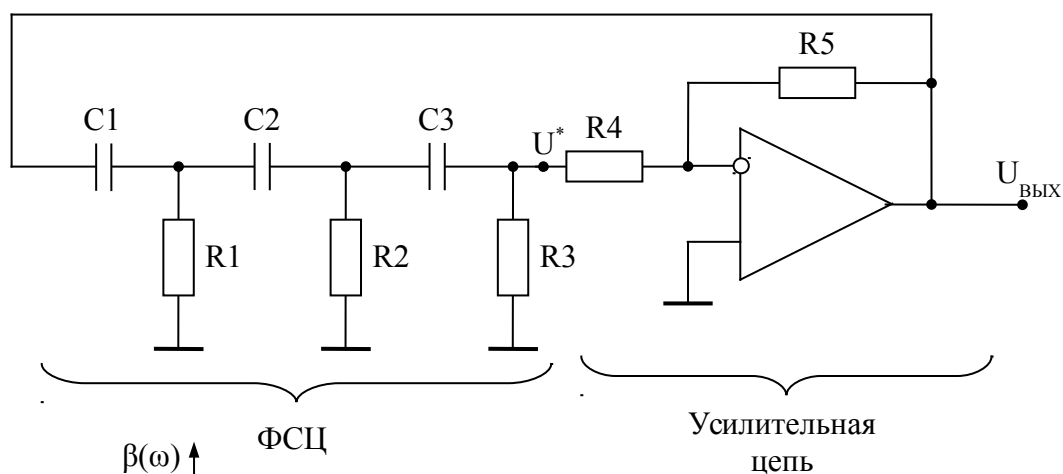
$$C3 = \frac{\tau_{PEГ}}{R5} \rightarrow ДСТУ.$$

11.2 RC-генераторы с трёхзвенной фазосдвигающей цепью (ФСЦ)

Для обеспечения баланса фаз (фазовый сдвиг равен 2π) 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.



$$\beta(\omega) = \frac{U^*}{U_{\text{ВЫХ}}}$$

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 π (на частоте ω'_0 – для схемы а, и на частоте ω''_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): $\omega'_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}, \quad f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot RC}.$

для схемы б): $\omega''_0 = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot RC}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot RC}.$

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.

Как правило, такие генераторы строятся на фиксированную частоту, и не предусматривают перестройку частоты.

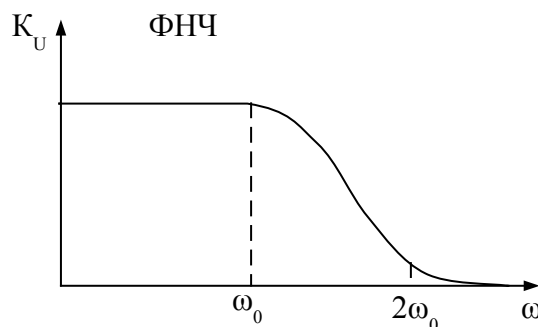
Для нормальных условий самовозбуждения и генерации должно выполняться условие:

$K_U^{OC} = -\frac{R5}{R4} \geq -29$ – то есть нужно чтобы K_U^{OC} компенсировал ослабление в ФСЦ.

Условие стационарности (генерирования колебаний со стационарными параметрами):

$$\beta(\omega_0) \cdot K_U^{OC}(\omega_0) = 1.$$

Чем сильнее неравенство $K_U^{OC} \geq -29$, тем вероятнее возникновение нелинейных искажений выходного сигнала. Для устранения нелинейных искажений после генератора можно поставить фильтр низких частот ФНЧ (чтобы высшие гармоники были подавлены).



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:

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

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

$$в) K_U \gg 29;$$

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

2. Определение сопротивления $R5$:

$$R5 = \sqrt{R_d \cdot R_{\text{ВЫХ}}^{\text{ОУ}}} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$$

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

3. Определение сопротивления $R4$:

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

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

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

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

Мощности:

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

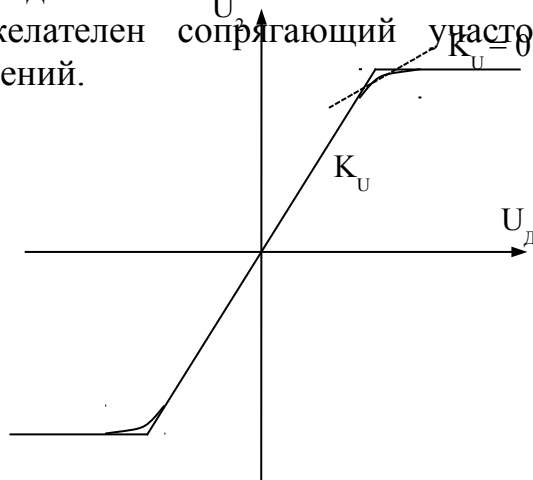
5. Определение емкостей:

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

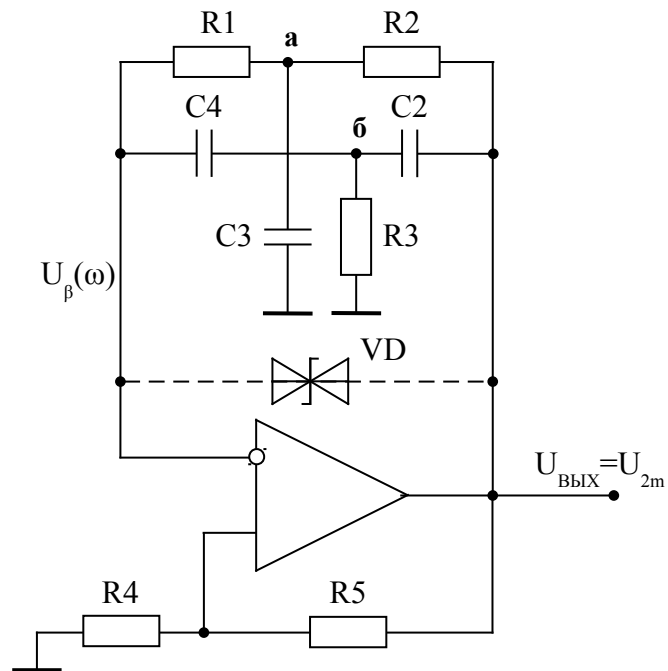
$$a: C' = \frac{\sqrt{6}}{\omega_0 \cdot R} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot f_0 \cdot R} \rightarrow ДСТУ,$$

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

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

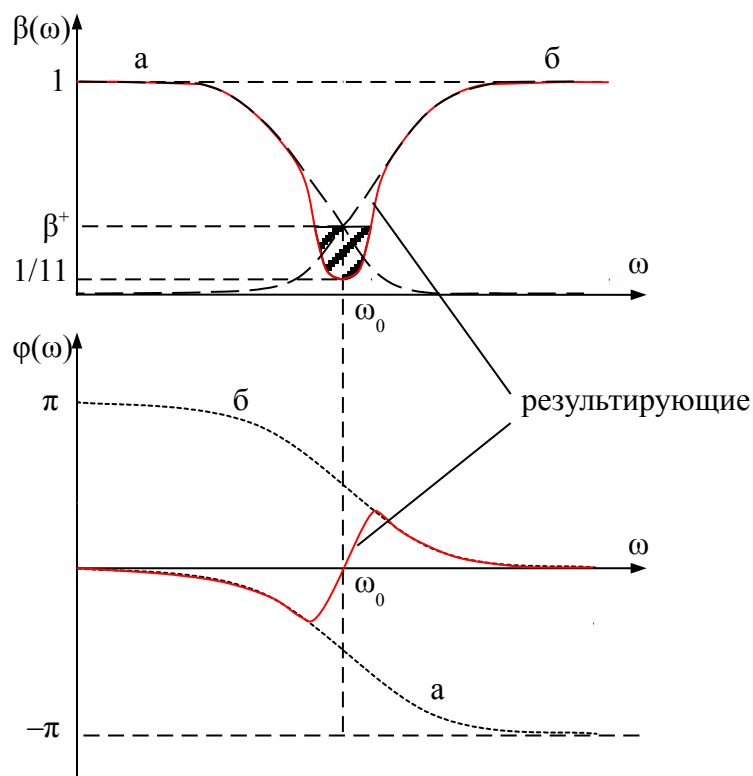


11.3 RC-генератор с двойным Т-мостом



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:

$$\beta^+ = \frac{R4}{R4 + R5} \geq \frac{1}{11}.$$

β^+ не зависит от частоты.

Термостабилизация схемы:

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

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.

$$\omega_0 = \frac{1}{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2} \cdot \sqrt{\frac{R1 \cdot R2 \cdot (C1 + C2)}{R3 \cdot C3 \cdot (R1 + R2)}},$$

$$R1 = R2 = R_i, \quad R3 = n \cdot R;$$

$$C1 = C2 = C_i, \quad C3 = \frac{C}{n};$$

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

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

Порядок проектирования

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

1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

- а) $|U_0^{+(-)}| \geq U_{2m}$;
- б) $V > 2\pi \cdot f_0 \cdot U_{2m}$;
- в) $K_U \gg 29$;

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

2. Определение сопротивления:

$$R1 = R2 = R5 = R = \sqrt{R_d \cdot R_{ВЫХ}^{OV}} \rightarrow ДСТУ \uparrow.$$

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:

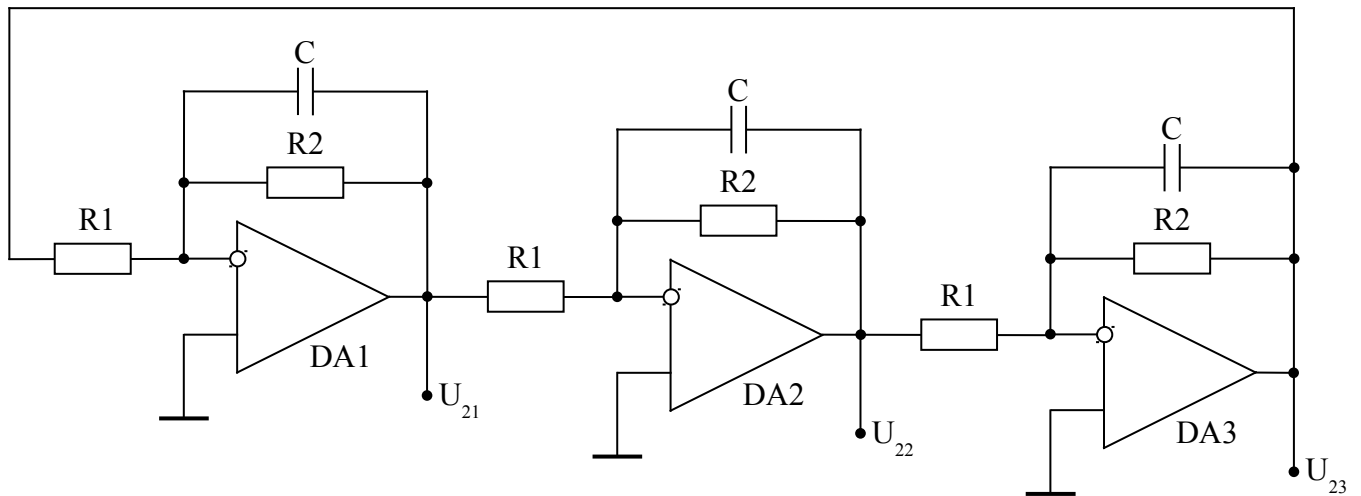
$$C1 = C2 = C = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot R} \rightarrow ДСТУ .$$

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:

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

Условие самовозбуждения:

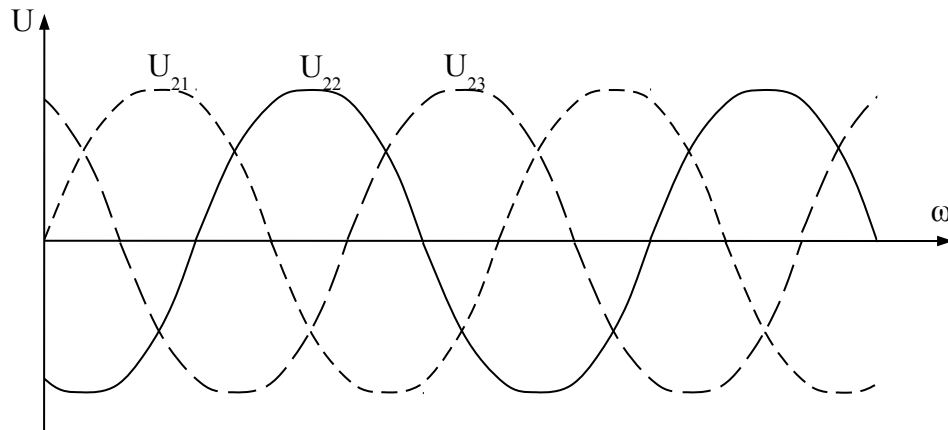
$$\frac{R2}{R1} \geq 2 .$$

$K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = 1$ – 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.

$$K_i = -\frac{R2 \| X_c}{R1};$$

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



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:

- а) $|U_o^{+(-)}| \geq U_{2m}$;
- б) $V > 2\pi \cdot f_0 \cdot U_{2m}$;
- в) $K_U \gg 29$;

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 $R1$:

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

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

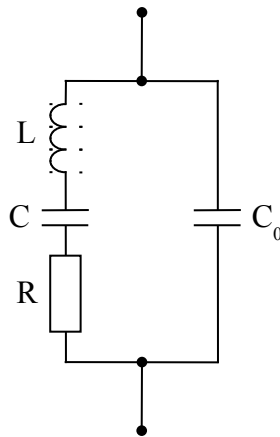
5. Определение емкости:

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

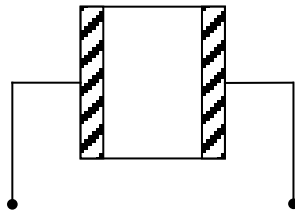
$$\omega_0 = \frac{\sqrt{3}}{C \cdot R}.$$

12. Кварцевые генераторы

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



Пьезоэлектрический резонатор:

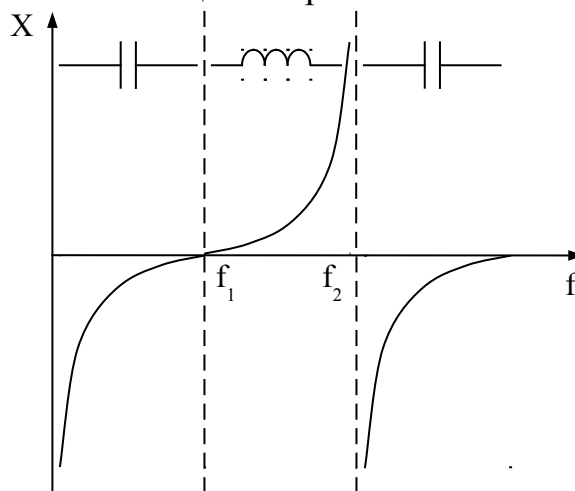


Элементы L , C , R называются динамическими и задают рабочую частоту.

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:

- ⇒ по частотам возбуждения резонатора;
- ⇒ по характеру возбуждения;
- ⇒ по месту включения резонатора:

- трёхточечные генераторы.

Обобщенная схема:

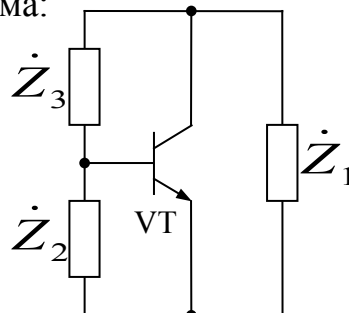


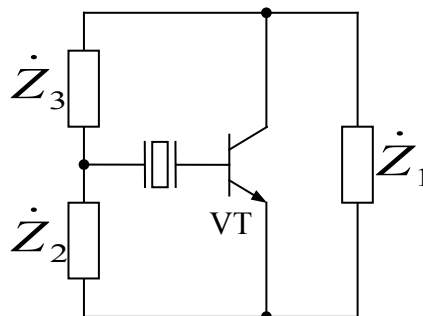
Схема по переменному току, в одном из Z кварцевый резонатор, остальные элементы могут носить ёмкостной и индуктивный характер.

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

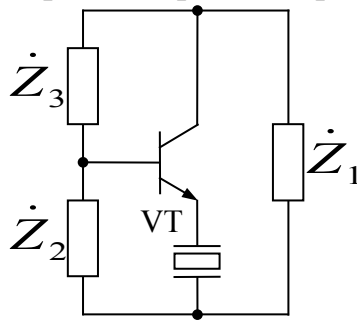
Если кварцевый резонатор на месте \dot{Z}_1 или \dot{Z}_2 – это индуктивная трехточка.

8. генераторы с включением резонатора в цепи ОС:

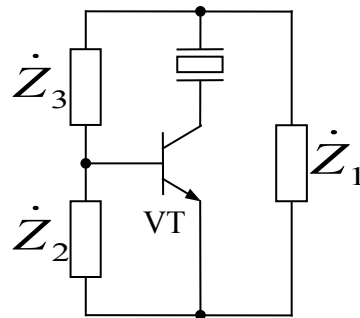
- включение кварцевого резонатора в цепи базы



- включение кварцевого резонатора в цепи эмиттера



- включение кварцевого резонатора в цепи коллектора

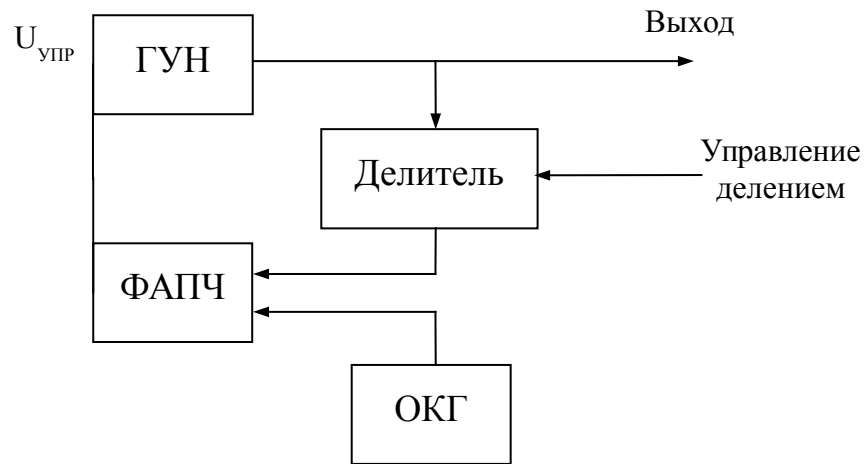


Для схем характерно:

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

Методы стабилизации генераторов повышенных частот (> 250 МГц)

- 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.
- 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.
- 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:

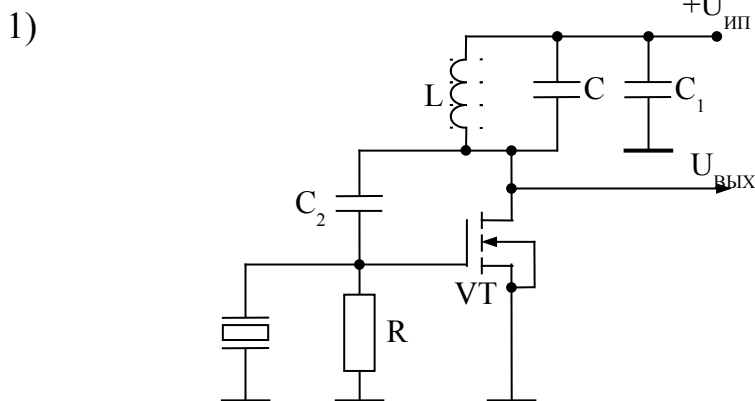


Схема эквивалентна индуктивной трёхточке.

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

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

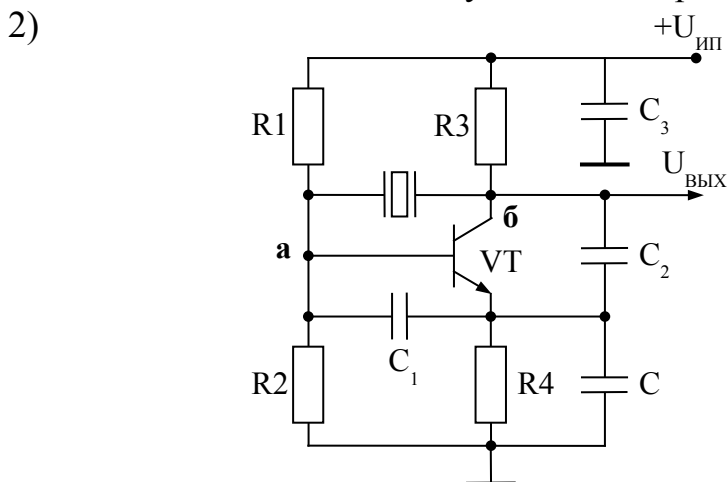


Схема эквивалентна ёмкостной трёхточке.

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)

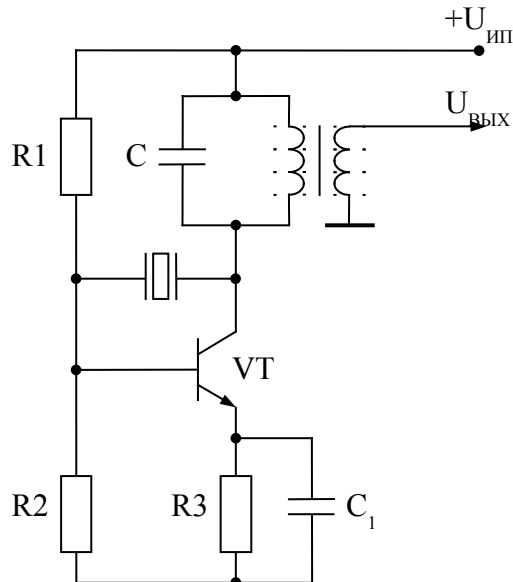
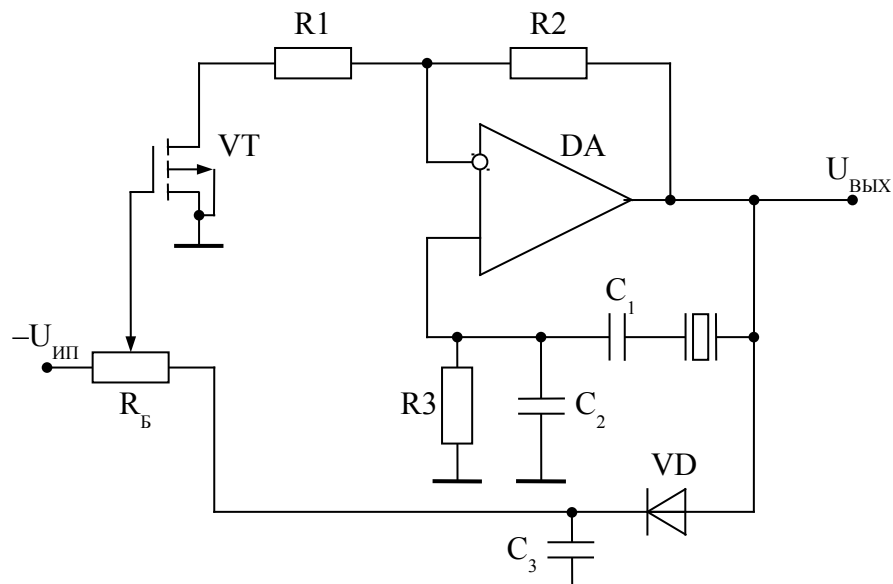


Схема эквивалентна ёмкостной трёхточке.

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

На частоте резонанса кварца контур имеет емкостное сопротивление.

4)

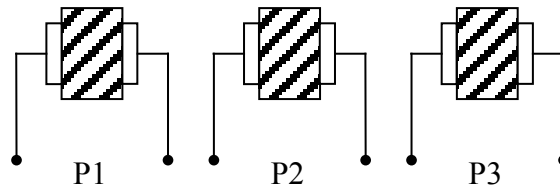


Вариант моста Вина, только с кварцем.

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. Модуляторы

Различают модуляторы:

- ✓ амплитудные;
- ✓ частотные;
- ✓ фазовые.

Пусть есть сигнал:

$$U(t) = U_m \sin(\omega \cdot t + \varphi) .$$

С помощью параметров этого сигнала можно управлять другими сигналами. Амплитудные модуляторы используются в биомедицине для преобразования некоторых низкочастотных сигналов в заданные для дальнейшей обработки.

13.1 Балансные модуляторы (амплитудные)

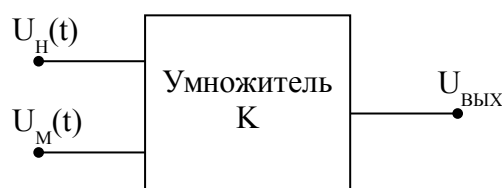
Допустим есть несущий высокочастотный сигнал:

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

и низкочастотный модулирующий:

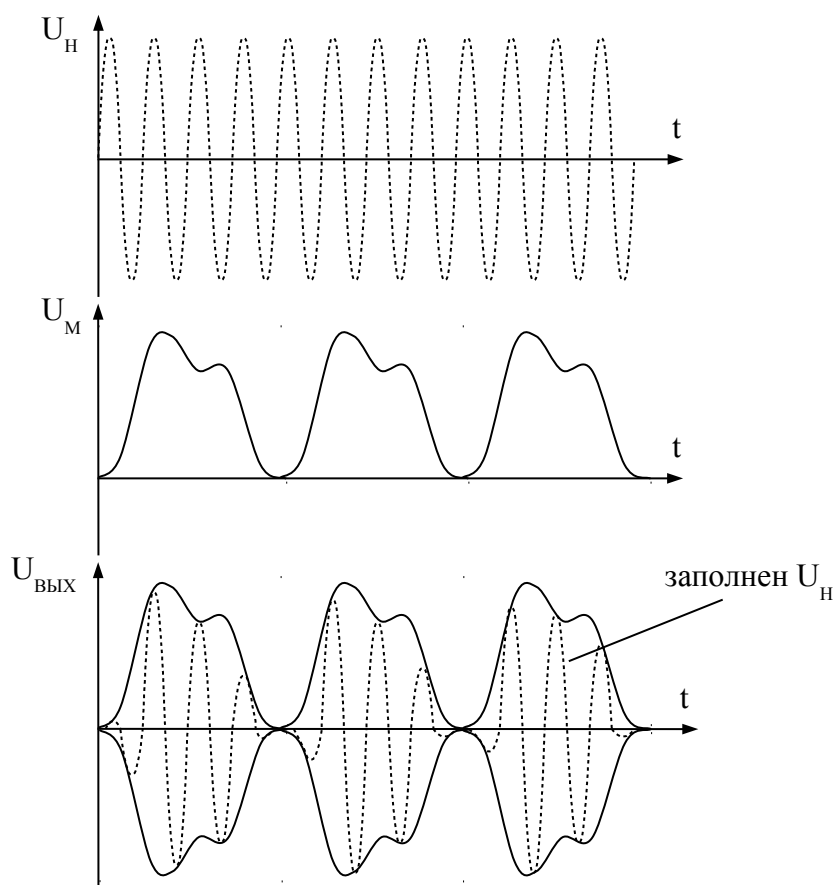
$$U_M(t) = U_{Mm} \sin(\omega_M \cdot t + \varphi) .$$

Рассмотрим частный случай, когда фазовые сдвиги нулевые.



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

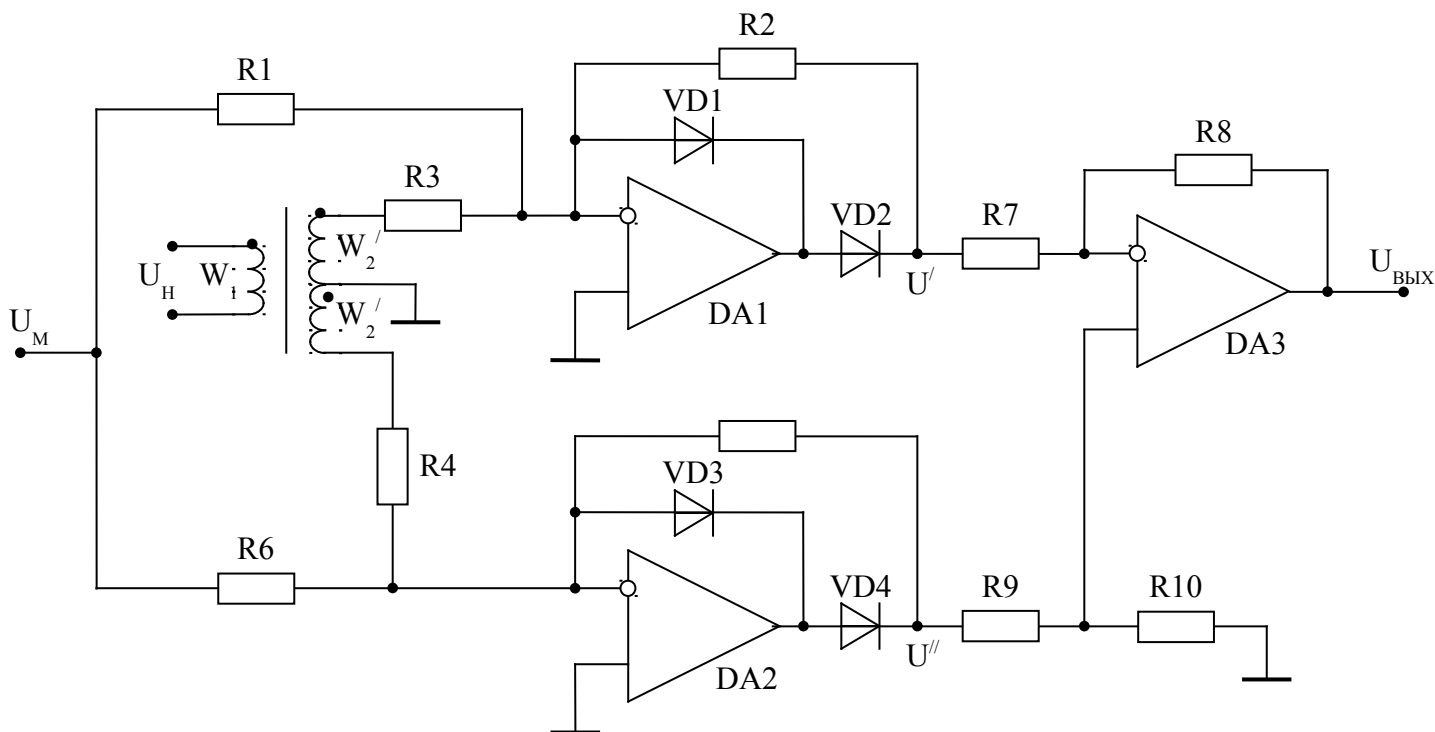
$A(t)$ – амплитуда, меняется по закону огибающей. Величина $A(t)$ изменяется медленно по сравнению с $\sin \omega_H t$.



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 ω_H (синусоидальный):

$$\omega_H \geq \omega_M.$$

9. Для положительной полуволны:

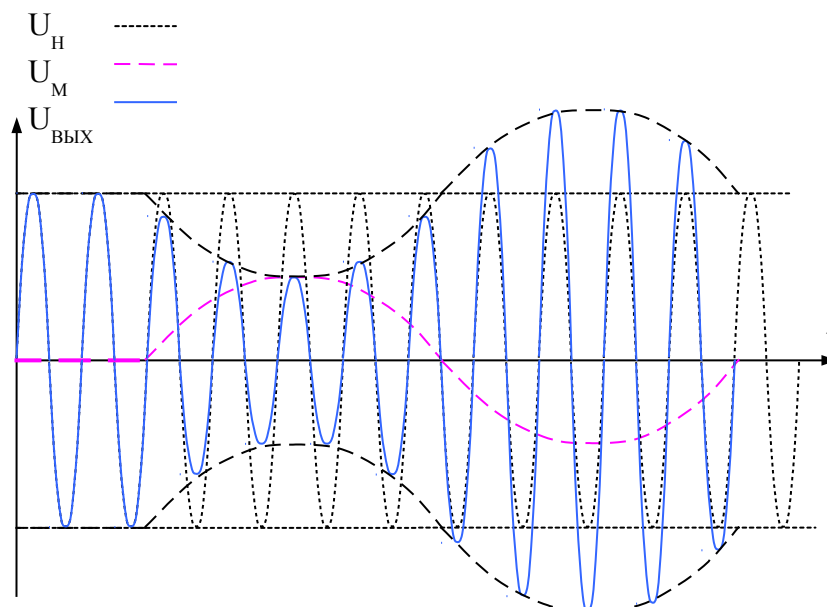
На DA1 – инвертирующий усилитель. Следовательно, на его выходе получаем отрицательную полуволну. Диод VD2 оказывается закрытым. Напряжение $U' = 0$, ОС разорвана. На DA2 поступает отрицательная полуволна, которая преобразуется в положительную. Диод VD4 – открыт, диод VD3 – закрыт. Положительная полуволна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

9. 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:

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

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

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.

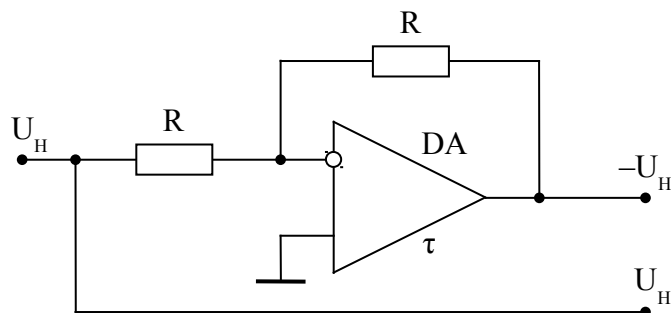
Недостатки схемы:

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

Достоинства схемы:

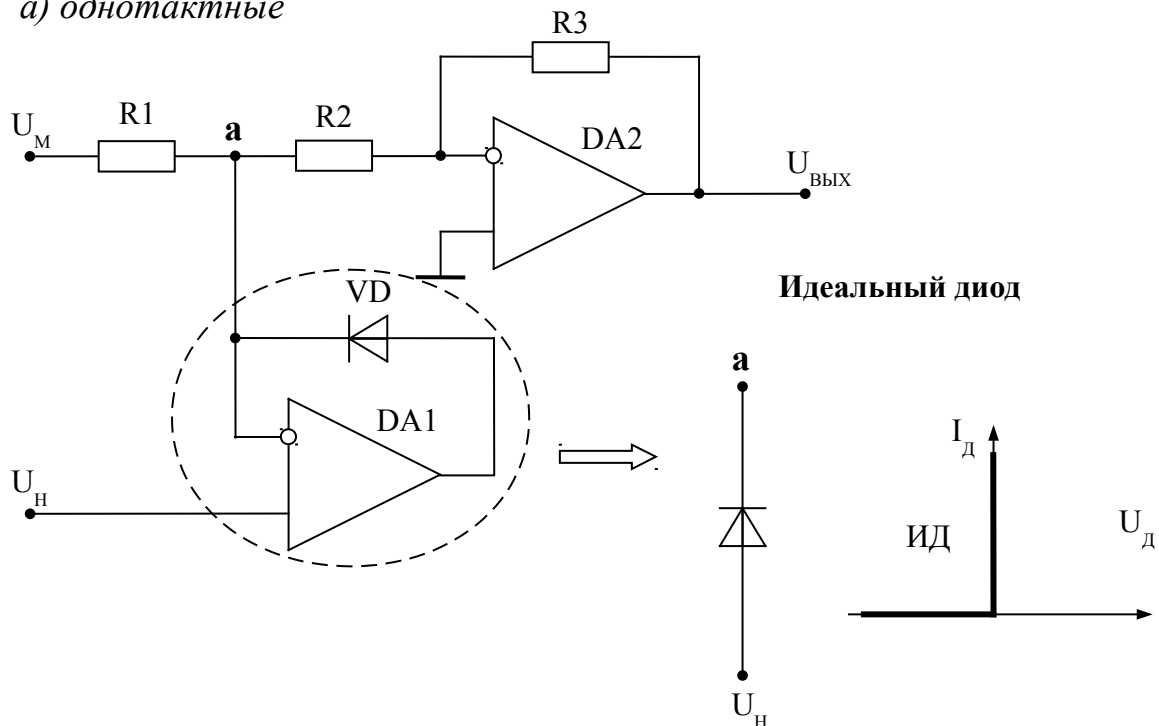
- ✓ трансформатор позволяет получить два противофазных сигнала без фазового сдвига (искажений).

Если взять более компактную схему:



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

а) одноктактные



Диод в данном случае служит переключателем: если VD открыт, точка **а** подключается к частоте несущего сигнала.

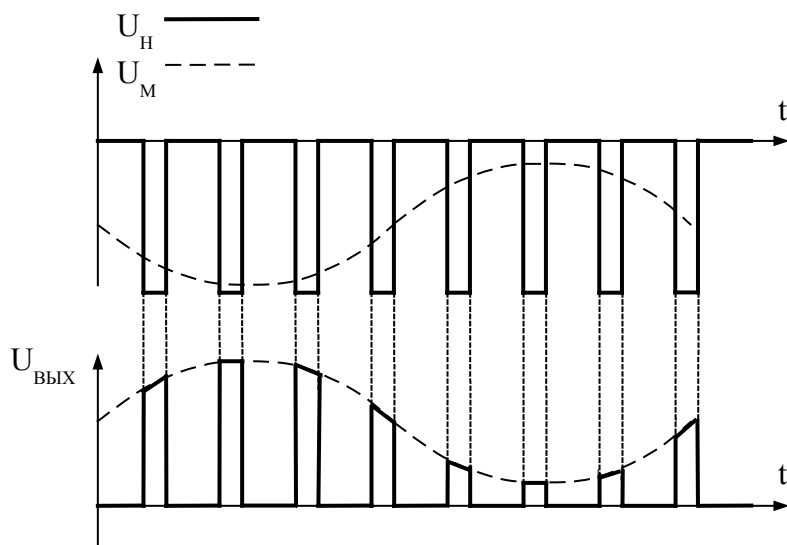
Принцип работы: если напряжение $U_H > U_a$, то VD открыт и практически $U_a \approx U_H$.

Если напряжение $U_H < U_a$, то VD закрыт и:

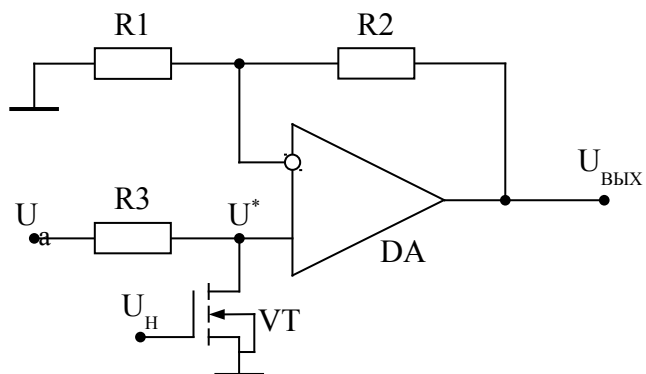
$$U_a = U_m \frac{R2}{R1 + R2};$$

$$U_{ВЫХ} = -\frac{R3}{R2} U_a.$$

Рассмотрим временные диаграммы:



Рассмотрим еще один вариант схемы одноктактного модулятора.



Принцип работы: если $U_H < U_{пор}$, транзистор VT заперт:

$$U_{ВЫХ} = U_M \left(1 + \frac{R2}{R1} \right).$$

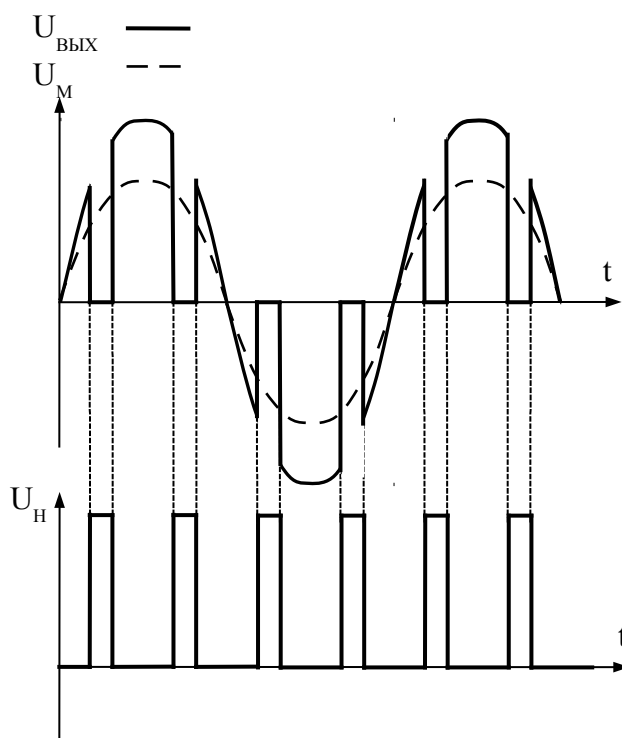
Если $U_H > U_{пор}$, транзистор VT открыт (в триодном режиме), его сопротивление мало, тогда:

$$U_{ВЫХ} = U^* \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) = U \frac{R_i}{R1 + R3} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right).$$

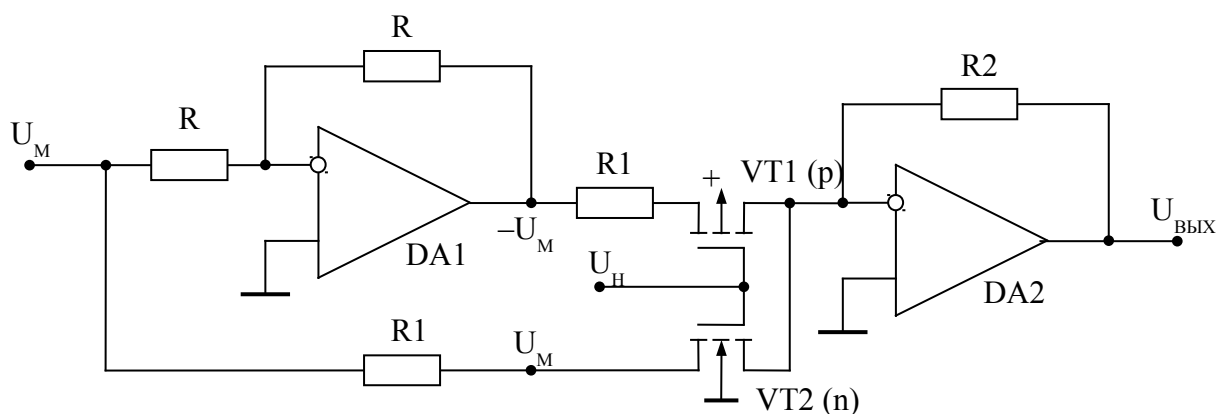
Обычно выбирают так, чтобы: $R_{BX}^{OC} \gg R3 \gg R_i$,

$$\text{где } R_{BX}^{OC} = R_d \cdot F = \frac{K_U}{K_U^{OC}}.$$

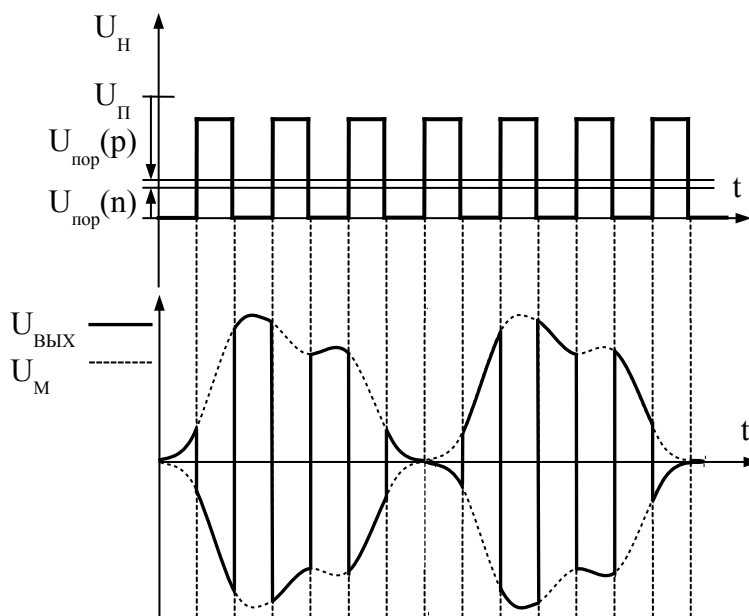
Временные диаграммы:



б) двухтактные



Транзисторы: VT1 – p-канальный, VT2 – n-канальный.
Временные диаграммы:



Для частного случая $R2 = R1$.

При нуле на входе VT2 открыт, VT1 закрыт. При единице на входе – наоборот. Этим объясняется принцип работы.

$$U_H = 0, U_{ВЫХ} = U_M \frac{R2}{R1};$$

$$U_H = 1, U_{ВЫХ} = -U_M \frac{R2}{R1}.$$

14. Устройства выборки-хранения (УВХ)

Эти функциональные узлы предназначены для хранения аналоговых величин (в виде напряжения) в течение определённого времени.

14.1 УВХ на основе аналогового интегратора (АИ)

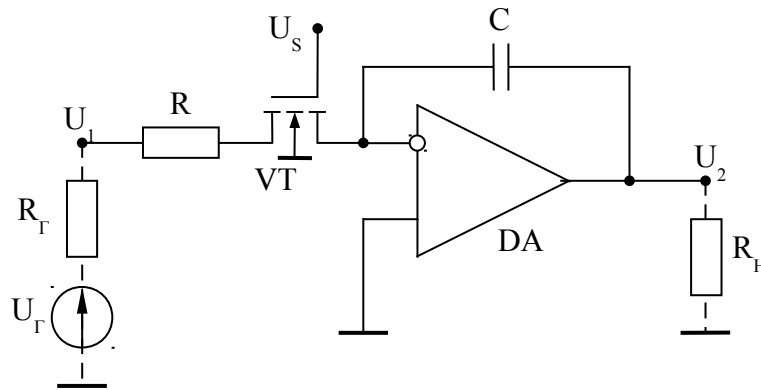
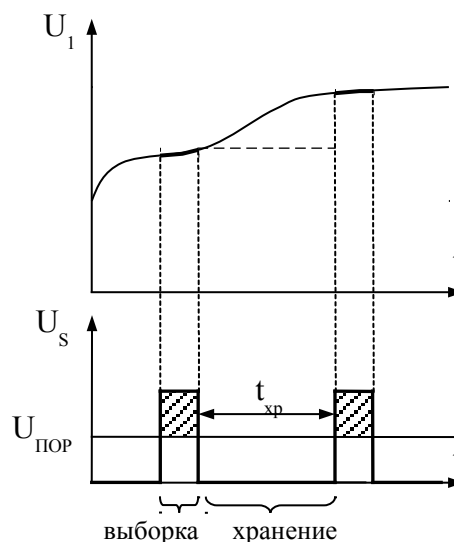


Схема собрана на инвертирующем интеграторе. Начальные условия устанавливаются входным сигналом. U_s – напряжение установки выборки.

$$U_s > U_{пор}, \text{ тогда транзистор VT – открыт, } U_2(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \int_0^{t_s} U_1(t) dt + U_{20},$$

где U_{20} - начальное условие, т.е. предыдущее состояние.

Т.о. идет процесс интегрирования. Если напряжение изменяется достаточно медленно в течение какого-то времени, то можно говорить, что в течение этого короткого времени напряжение постоянно. Обычно время выборки мало.



Напряжение накапливается за фиксированное время выборки. Тогда можно считать:

$$U_2(t_s) = -\frac{U_1}{R \cdot C} \cdot t_s + U_{20}.$$

В данном случае:

$$R^* = R + R_i + R_r,$$

где R_i - дифференциальное сопротивление открытого транзистора.

Для того чтобы знать выходное напряжение, необходимо строго зафиксировать время выборки t_s ($t_s = const$). Тогда можно считать, что выходное напряжение будет суммой U_{20} и накопленного напряжения.

Когда VT – закрыт ($U_s < U_{пор}$) на конденсаторе C хранится тот заряд, который был накоплен за время, когда транзистор был открыт. Это время хранения не долговечно, есть ток утечки. Тогда ошибка выходного сигнала:

$$\Delta U_2 = \frac{I_{BX OV} + I_{VT VT}}{C} \cdot t_{XP}.$$

Таким образом, изменение входного сигнала тем больше, чем больше токи. Относительная погрешность:

$$\begin{aligned} \delta U_2 &= \frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{I_{BX OV} + I_{VT VT}}{U_2 \cdot C} \cdot t_{XP} \rightarrow \\ \rightarrow &= \frac{t_{XP}}{R_{ЭKB} \cdot C}, \quad R_{ЭKB} = R \parallel R_{VT VT}. \end{aligned}$$

Тогда можно сказать, что время хранения связано с погрешностью зависимостью:

$$t_{XP} = R_{ЭKB} \cdot C \cdot \delta U_2.$$

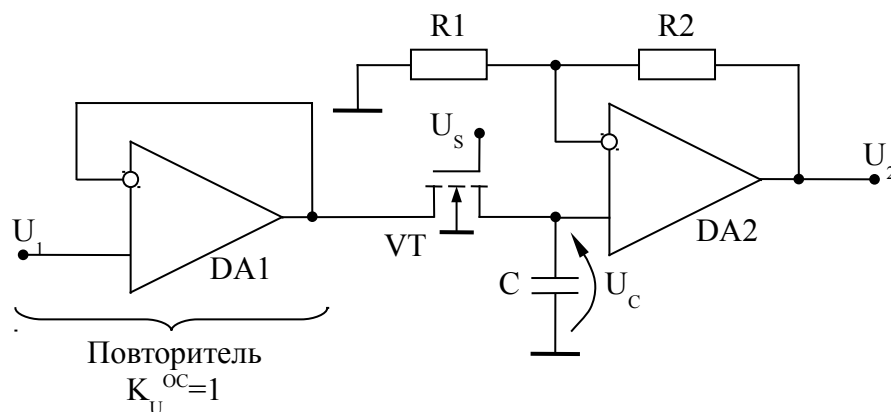
Для снижения погрешности нужно:

- 1) использовать малое время хранения;
- 2) если время хранения велико, нужно использовать большую ёмкость.

Чтобы возвращаться в нулевые начальные условия, необходимо подключить разрядную цепь.

Этапы проектирования аналогичны этапам проектирования инверторов.

14.2 УВХ на двух операционных усилителях (ОУ)



Для первого каскада:

$$K_U^{oc} = 1.$$

Глубина ОС максимальна, а, следовательно, величина входного сопротивления максимальна.

$$R_{BX} = R1 \cdot K_U.$$

Выходное сопротивление при этом минимально:

$$R_{BbIX}^{OC} = \frac{R_{BbIX}^{OY}}{F}.$$

22. Режим выборки.

Когда $U_S > U_{пор}$, транзистор VT – открыт. Конденсатор заряжается выходным напряжением.

$$\tau_{зар} = (R_{BbIX}^{OY} + R_i) \cdot C = R_i \cdot C,$$

где $\tau_{зар}$ - время заряда конденсатора.

Длительность отпирающего импульса U_S :

$$t_S > 3 \div 5 \cdot \tau_{зар}.$$

Выходное напряжение повторяет напряжение на конденсаторе с коэффициентом передачи ОУ:

$$U_2 = K_{U_2} \cdot U_C;$$

$$K_{U_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

23. Режим хранения.

Транзистор VT – закрыт ($U_S > U_{пор}$).

Виды ошибок, входящие в U_2 :

1) Статическая ошибка, связанная с разрядом конденсатора за время хранения. В режиме хранения напряжение на конденсаторе изменяется из-за утечки тока: ΔU_{2C} .

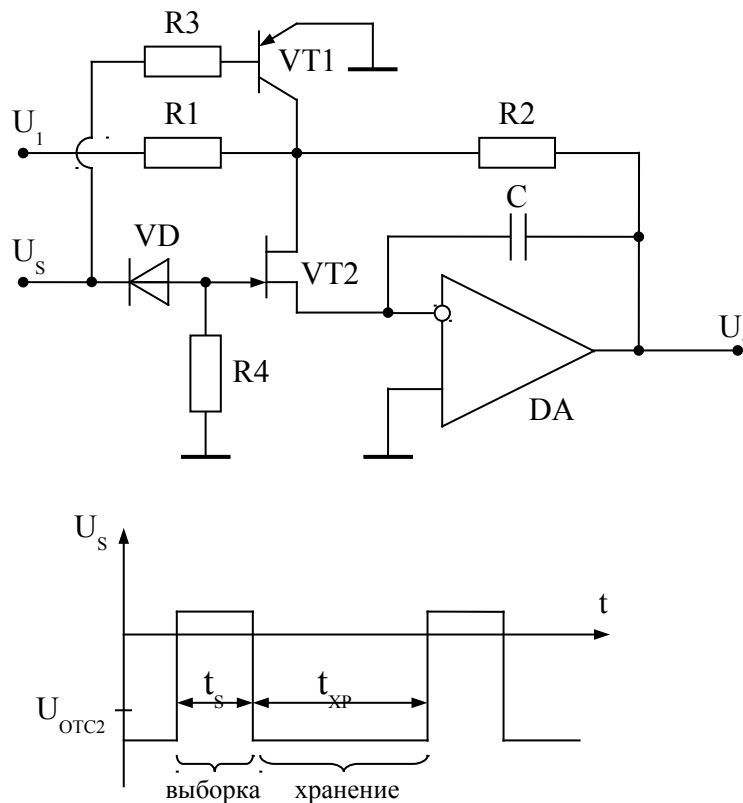
2) Динамическая ошибка. Возникает за счет того, что за время $3 \div 5 \cdot \tau_{зар}$ конденсатор не полностью заряжается, а, следовательно, величина не полностью запоминается: $\Delta U_{2д}$.

3) Ошибка управления или коммутационная ошибка. Возникает за счет того, что сигнал U_S проходит через паразитные емкости (емкостной делитель), и, следовательно, на конденсаторе C может измениться напряжение: ΔU_{2S} .

Для минимизации этих ошибок:

- 1) Необходимо понижать токи утечки для снижения статической ошибки.
- 2) Необходимо увеличивать время выборки для снижения динамической ошибки.
- 3) Для уменьшения коммутационной ошибки используют технические средства.

14.3 УВХ с компенсацией статической ошибки



Если напряжение на входе ниже чем напряжение отсечки транзистора $VT2$, то $VT2$ надежно заперт и вход операционного усилителя отключен от цепи входного сигнала U_1 . Это режим хранения. При этом диод VD – открыт, а транзистор $VT1$ – насыщен. А, следовательно, между стоком и истоком транзистором $VT2$ – нулевое напряжение. Поэтому, даже при наличии $I_{ут}$, утечка отсутствует, а значит, статическая ошибка компенсируется. Остаётся ещё входной ток ОУ, но этот ток исчезающе мал, поэтому его можно не учитывать.

Рассмотрим принцип работы. Когда мы подаём положительный входной сигнал, транзистор $VT1$ – закрывается, транзистор $VT2$ – открывается, включается ОС. Происходит установка выходного напряжения. Поскольку имеется фильтр НЧ, напряжение устанавливается в рамках полосы пропускания фильтра:

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

Граничная частота, в пределах которой могут запоминаться и храниться сигналы:

$$f_{Б.ГР.} = \frac{\omega_{Б.ГР.}}{2\pi \cdot \tau_H} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot (R1 \parallel R2)}.$$

Схема оптимальна по простоте и по качеству.

Порядок проектирования

Исходные данные: $U_{1\max}$, $\left.\frac{dU_1}{dt}\right|_{\max}$, $t_{XP\max}$, $t_{S\min}$, U_S , δU_2 , K_U^{OC} .

1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

- а) $|U_O| \geq U_{2\max}$;
- б) $I_\alpha \rightarrow 0$;
- в) $K_U > \frac{10}{K_U^{OC}}$;
- г) $f_{CP} \gg f_{BX\max}$.

2. Определение сопротивления R2:

$$R2 = \sqrt{R_d \cdot R_{BYX}^{OY}} \rightarrow ДСТУ.$$

$$\text{Мощность: } P_{R2} = \frac{(U_{1\max} \cdot K_U^{OC})^2}{R2}.$$

3. Определение сопротивления R1:

$$R1 = \frac{R2}{|K_U^{OC}|} \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

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

4. Определение ёмкости C:

Ёмкость выбирается с учётом неравенства:

$$\min \left\{ \frac{t_{S\min} \cdot \delta U_2 \cdot |K_U^{OC}| \cdot R1}{R_{BYX}^{OY} \cdot R2}; \frac{R1 \cdot U_O}{R2 \cdot R_{BYX}^{OY} \cdot \left(\frac{dU_1}{dt}\right)_{\max}} \right\} > C > \frac{I_{BX} \cdot t_{XP\max}}{\delta U}.$$

для минимизации динамической ошибки

для минимизации статической ошибки

5. Выбор транзистора VT2:

- а) $f_{ГР} > \frac{(3..5)}{2\pi \cdot t_{S\min} \cdot \delta U_2}$;
- б) $U_{СИ\ доп} > U_{1\max} \cdot |K_U^{OC}|.$

6. Выбор диода VD:

- а) $U_{OБР} > U_S^1$;
- б) $t_{ВОСТ} \ll t_S \cdot \delta U_2.$

7. Определение сопротивления R4:

$$R4 \leq \frac{\delta U_2 \cdot U_{O_{VT2}}}{I_{OБРVD}^2} \rightarrow ДСТУ.$$

Мощность: $P_{R4} = I_{OБП}^2 \cdot R4$.

8. Выбор транзистора VT1

$$a) U_{KЭ ДОП} > |U_{1\max}| \cdot (|K_U^{OC}| + 1);$$

$$б) I_{K ДОП} > \frac{U_{2\max}}{R2} + \frac{U_{1\max}}{R1};$$

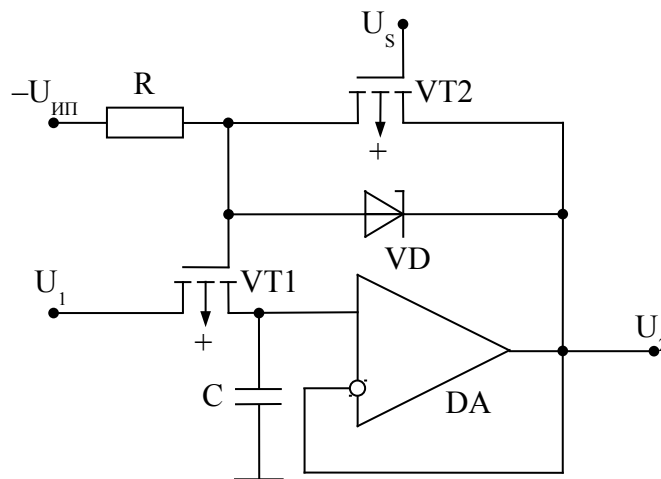
$$в) f_{ГР} > \frac{1}{t_{S\min} \cdot \delta U_2}.$$

9. Определение сопротивления R3:

$$R3 \leq \frac{(U_S^0 - U_o) \cdot \beta_{\min} \cdot R1 \cdot R2}{U_{1\max} \cdot (|K_U^{OC}| \cdot R1 + R2)} \rightarrow ДСТУ.$$

$$\text{Мощность: } P_{R3} = \frac{(U_S^0)^2}{R3}.$$

14.4 УВХ с компенсацией коммутационных ошибок



УВХ построено на транзисторе VT1, операционном усилителе DA и конденсаторе C. Всё остальное – это элемент, компенсирующий коммутационные ошибки. В схеме присутствует ООС. Если транзистор VT2 закрыт, то стабилитрон VD – в режиме пробоя и определяет напряжение между стоком и истоком транзистора VT2, а также напряжение между затвором и истоком транзистора VT1. При этом происходит выборка. Транзистор VT1 – открыт.

В режиме хранения на затвор транзистора VT2 подаётся отпирающий импульс, напряжение между стоком и истоком транзистора VT2 при этом почти нулевое, а, следовательно, напряжение между истоком и затвором транзистора VT2 также почти нулевое. Транзистор VT1 – запирается.

15. Конверторы сопротивлений, гираторы

Есть два типа преобразователей:

24. Преобразователи знака сопротивления (при этом положительное сопротивление преобразуется в отрицательное, а отрицательное сопротивление – в положительное).

Отрицательное сопротивление бывает активным и реактивным. К реактивным относятся емкостное и индуктивное отрицательные сопротивления.

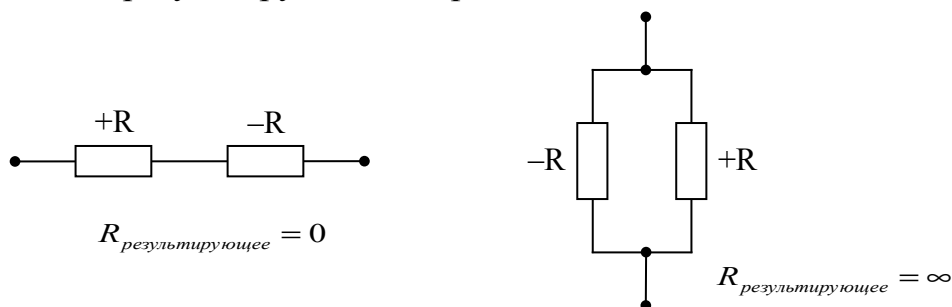
25. Преобразователи типа сопротивления (при этом емкостное сопротивление преобразуется в индуктивное, а индуктивное – в емкостное).

15.1 Конверторы отрицательных сопротивлений

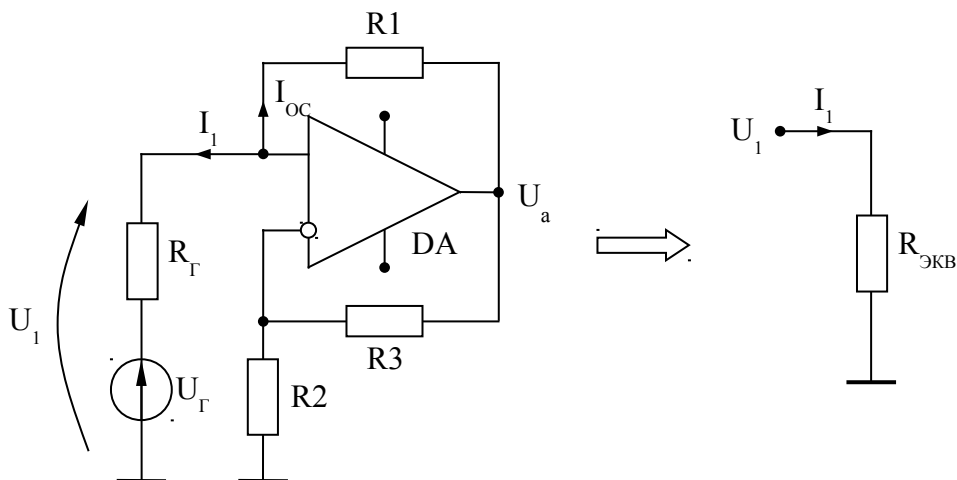
Задачей таких конверторов является получение перемены знака, т.е. получение отрицательного активного сопротивления и отрицательного реактивного сопротивления.

Соединив последовательно отрицательное и положительное сопротивления, можно получить сверхпроводник с нулевым сопротивлением.

При параллельном соединении этих сопротивлений можно получить бесконечно большое результирующее сопротивление.



Рассмотрим, как можно получить отрицательное сопротивление.



Входное напряжение – U_1 , входной ток – I_1 . Приведенную цепочку можно представить эквивалентным двухполюсником, сопротивление которого необходимо оценить.

По определению:

$$R_{ЭКВ} = \frac{U_1}{I_1},$$

где U_1 – аргумент, а I_1 – функция, которая получается, как результат взаимодействия с эквивалентным двухполюсником.

$$I_1 = I_{OC} = \frac{U_1 - U_a}{R_1},$$

где U_a – напряжение, которое передаётся цепью, коэффициент передачи которой известен:

$$\begin{aligned} U_a &= U_1 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right), \\ \Rightarrow I_1 = I_{OC} &= U_1 \cdot \left(-\frac{R_3}{R_1 \cdot R_2}\right) \\ \Rightarrow R_{ЭКВ} &= -\frac{R_1 \cdot R_3}{R_2}. \end{aligned}$$

Таким образом, ток течет в направлении, противоположном указанному. Ток отдаётся из внешней цепи во входную, а значит, отрицательное сопротивление является источником энергии.

Поскольку коэффициент передачи такой схемы обычно больше единицы, то можно сказать, что чем больше соотношение $K_U^{OC} = 1 + \frac{R_3}{R_2}$, тем больше напряжение U_a . Таким образом, чем больше коэффициент преобразования $\frac{R_3}{R_2}$, тем меньше должен быть диапазон входного сигнала, чтобы ОУ не доходил до ограничения и работал в нормальном активном режиме. Следовательно, в схеме есть ограничение по диапазону входного напряжения. Необходимо, чтобы выполнялось неравенство: $|U_a| = |U_O^{+(-)}|$.

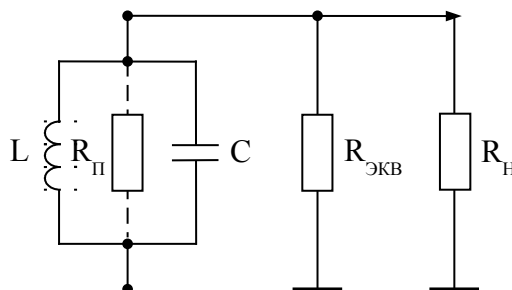
Чтобы данная схема была устойчивой и не превратилась в триггер, необходимо, чтобы ООС была глубже, чем ПОС. Для этого должно выполняться условие:

$$\beta^- = \frac{R_2}{R_f + R_3} > \beta^+ = \frac{R_f}{R_f + R_1}.$$

Отсюда следует $\boxed{\frac{R_1}{R_f} > \frac{R_3}{R_2}}$ – условие устойчивости схемы.

Одно из применений отрицательного сопротивления – нейтрализация одного из ненужных сопротивлений для уменьшения потерь.

Например, L–C контур. Такой контур был бы идеальным генератором незатухающих колебаний, если бы L и C были идеальны, но в реальности есть потери: $R_{пот}$.



Если к этому контуру подключить активное отрицательное сопротивление, можно добиться того, чтобы:

$$R_K = R_{\text{пот}} \parallel R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_{\text{пот}} \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{R_{\text{пот}} + R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{R_{\text{пот}} \cdot \left(-\frac{R1 \cdot R2}{R3} \right)}{R_{\text{пот}} - \frac{R1 \cdot R2}{R3}}.$$

Если $R_{\text{пот}} = \frac{R1 \cdot R2}{R3}$, то $R_K \rightarrow \infty$, контур становится идеальным (без потерь). Тогда эта схема LC-генератор с незатухающими колебаниями на частоте:

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

Но если энергия генератора подается на нагрузку, то идеальность нарушается. То есть необходимо в $R_{\text{пот}}$ учесть внешнюю нагрузку.

Рассмотрим несколько реализаций:

26. Заменим сопротивление $R3$ емкостью C . В этом случае:

$$Z_{\text{ЭКВ}} = -\frac{R1 \cdot R3}{\frac{1}{j\omega C}} = -j\omega \cdot C \cdot \underbrace{R1 \cdot R2}_{\downarrow L_{\text{ЭКВ}}}.$$

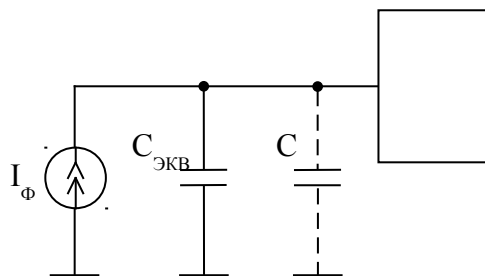
Таким образом, мы можем получить отрицательную индуктивность. Реально такую индуктивность практически нельзя реализовать.

27. Заменим сопротивление $R1$ емкостью C . В этом случае:

$$Z_{\text{ЭКВ}} = -\frac{\frac{1}{j\omega C} \cdot R2}{R3} = -\frac{1}{j\omega \cdot C \cdot \underbrace{\frac{R3}{R2}}_{\downarrow C_{\text{ЭКВ}}}}.$$

Коэффициент $\frac{R3}{R2}$ позволяет масштабировать значение емкости.

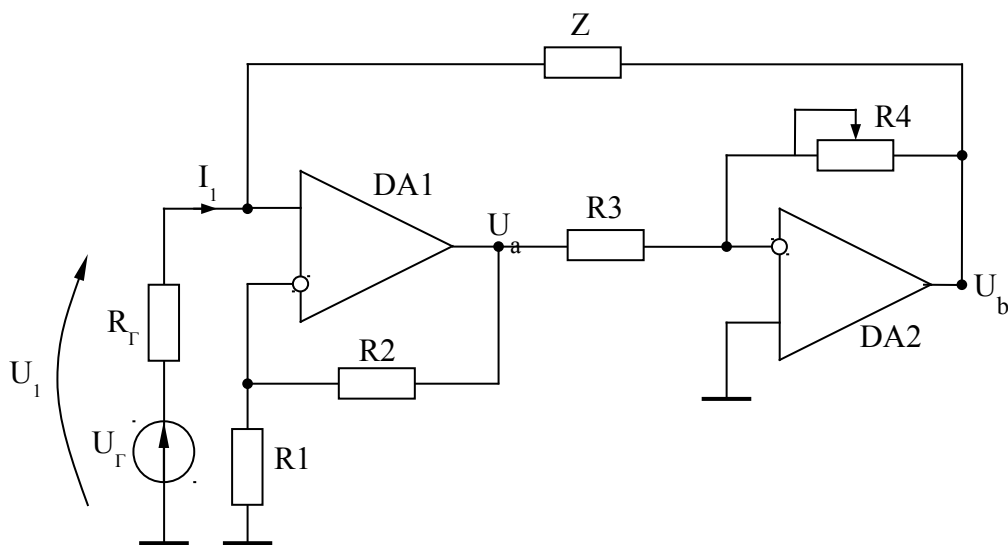
Приведем пример использования такой ёмкости. Пусть есть источник – оптический датчик:



Токовый сигнал не доходит до нужной точки пока не зарядится паразитная ёмкость, а, следовательно, быстродействие такого датчика уменьшается. Этого можно избежать, подключив отрицательную ёмкость $C_{\text{ЭКВ}}$. Тогда сумма этих емкостей будет равна нулю, и мы получим требуемое быстродействие.

15.2 Конвертор положительных сопротивлений

Для получения этого конвертора, необходимо к конвертору отрицательных сопротивлений добавить инвертор:



Напряжение в точке a определяется коэффициентом передачи K_1 первого каскада: $U_a = U_1 \cdot K_1$.

Напряжение в точке b определяется коэффициентом передачи K_2 второго каскада: $U_b = U_a \cdot K_2 = U_1 \cdot K_1 \cdot K_2$,

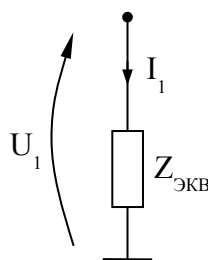
$$K_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1};$$

где

$$K_2 = -\frac{R_4}{R_3}.$$

$$\text{Тогда: } U_b = U_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(-\frac{R_4}{R_3}\right),$$

$$z_{\text{ЭКВ}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_1}{U_1 - U_b} = z \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3}} \approx z \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_4}.$$



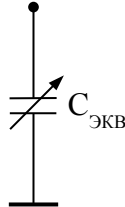
Рассмотрим несколько реализаций:

28. Заменим сопротивление R емкостью C . В этом случае:

$$z = X_C = \frac{1}{j\omega C} \Rightarrow z_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{j\omega \cdot C \cdot \frac{R2 \cdot R4}{R1 \cdot R3}}.$$

\downarrow
 $C_{\text{ЭКВ}}$

Достоинство: мы получили регулируемую в широких пределах ёмкость $C_{\text{ЭКВ}}$. Это очень удобно при построении фильтров, когда возникает проблема микроминиатюризации.



29. Можно с помощью переменной емкости C получить положительную переменную индуктивность, если заменить сопротивление $R2$ или $R4$ емкостью C .

$$\left. \begin{array}{l} z = R \\ \text{Пусть } R2 = C \end{array} \right\} \rightarrow z_{\text{ЭКВ}} = \frac{R1 \cdot R3}{R4 \cdot \frac{1}{j\omega C}}.$$

Тогда:

$$z_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{j\omega \cdot C \cdot \frac{R2 \cdot R4}{R1 \cdot R3}} = j\omega \cdot C \cdot \frac{R \cdot R1 \cdot R3}{R4}.$$

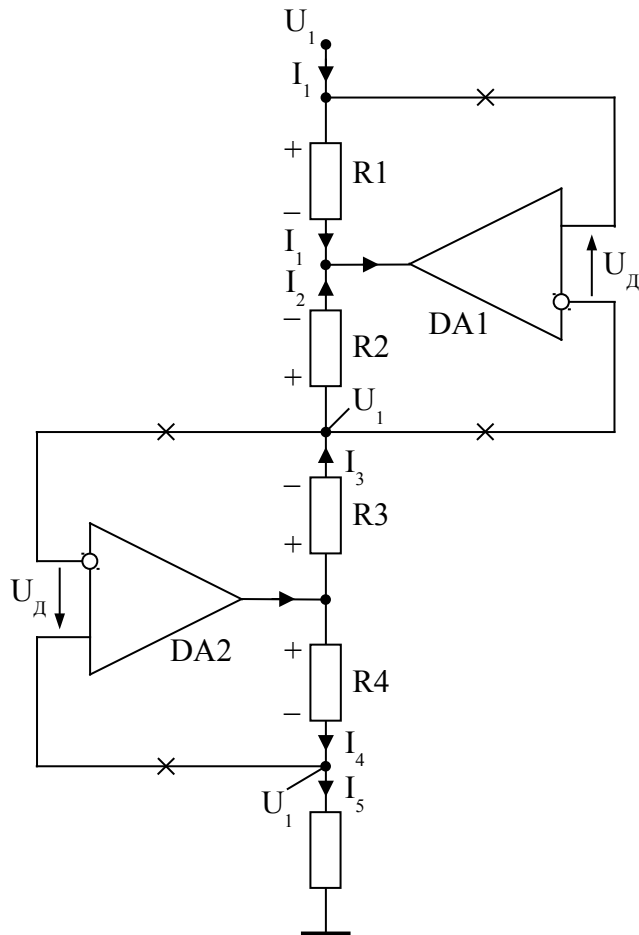
\downarrow
 $L_{\text{ЭКВ}}$

Каждая из схем состоит из инвертирующего и неинвертирующего каскадов.

15.3 Гираторы

Гираторы – это активные двухполюсники, преобразователи типа сопротивления.

Рассмотрим два типа гираторов.



Входные напряжения ОУ считаем равными нулю: $U_{д} = 0$.

Входные токи ОУ по инвертирующему и неинвертирующему входам считаем практически равными нулю.

$$I_{BX}^{\pm} = 0.$$

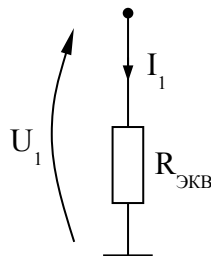
Тогда $I_2 = I_3$, $I_4 = I_5$.

Поскольку $U_{д} = 0$, можно записать, что:

$$I_1 \cdot R1 = I_2 \cdot R2$$

$$I_3 \cdot R3 = I_4 \cdot R4$$

Эквивалентный двухполюсник:

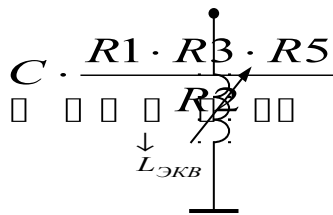


$$R_{ЭКВ} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_1 \cdot R1}{I_2 \cdot R2} = \frac{U_1 \cdot R1}{I_3 \cdot R2} = \frac{U_1 \cdot R1 \cdot R3}{I_4 \cdot R2 \cdot R4} = \frac{U_1 \cdot R1 \cdot R3}{I_5 \cdot R2 \cdot R4} = \frac{R1 \cdot R3 \cdot R5}{R2 \cdot R4}.$$

Это выражение получено с учетом того, что входное напряжение равно нулю и $I_5 = \frac{U_1}{R5}$.

Рассмотрим несколько реализаций:

30. Заменим сопротивление R_4 емкостью C . В этом случае:

$$z_{\text{ЭКВ}} = j\omega \cdot C \cdot \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5}{R_2}$$


Недостаток: мы получаем регулируемую индуктивность, но обязательно с одним заземленным выводом.

Для устойчивости схемы должны выполняться два условия:

$$1) \beta_1^- = \frac{R_2}{R_2 + R_3} > \beta_1^+ = \frac{R_r}{R_r + R_1}.$$

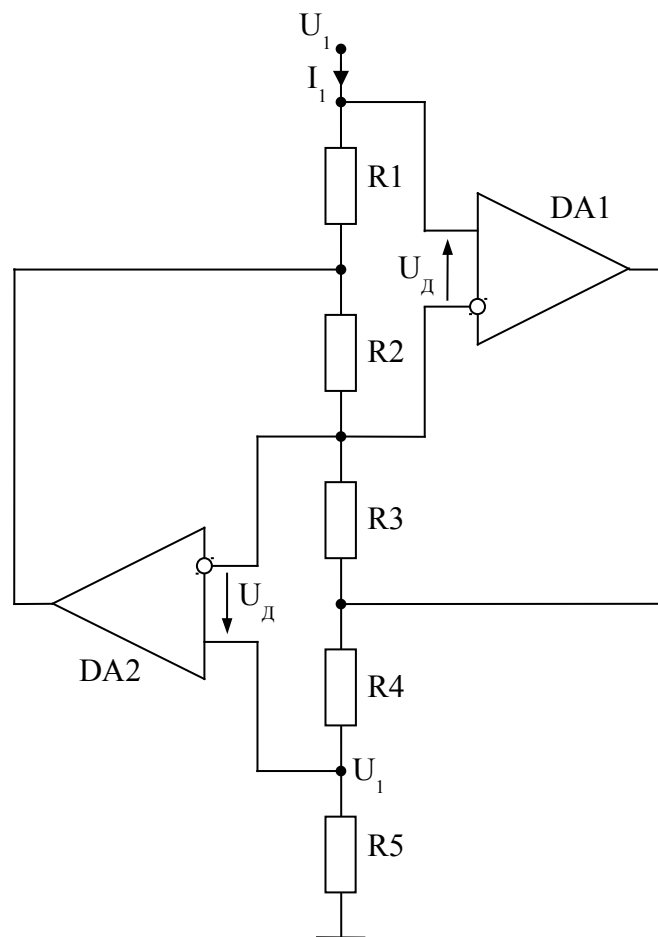
Отсюда $\frac{R_1}{R_r} > \frac{R_3}{R_2}$ – первое условие устойчивости схемы.

ООС должна быть глубже, чем ПОС.

$$2) \beta_2^- = \frac{R_2}{R_2 + R_3} > \beta_2^+ = \frac{R_5}{R_4 + R_5}.$$

Отсюда $\frac{R_4}{R_5} > \frac{R_3}{R_2}$ – второе условие устойчивости схемы.

Второй тип гираторов:



$$R_{\text{экв}} = \frac{R1 \cdot R3 \cdot R5}{R2 \cdot R4}.$$

Таким образом, передача действует как по инвертирующему так и по неинвертирующему входам. Надо рассматривать суперпозицию двух сигналов.

16. Усилители мощности (УМ)

Для них важными параметрами являются:

- мощность, потребляемая от источника питания $P_{\text{пот}}$;
- мощность, выделяемая на нагрузке P_H ;
- мощность, рассеиваемая на коллекторе P_K ;
- КПД η ;
- полоса пропускания f_B, f_H ;
- коэффициент усиления K_U ;
- коэффициент нелинейных искажений ε . Этот коэффициент количественно оценивает искажения сигнала в процессе искажения по его мощности.

Мерой нелинейных искажений является относительное количество высших гармоник по отношению к основной.

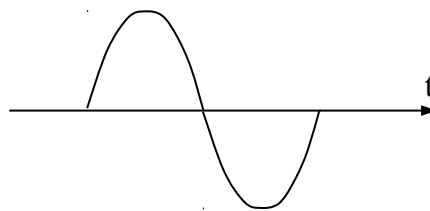
Режим малого сигнала характерен тогда, когда параметры схемы остаются практически постоянными, изменяются меньше чем на 50% (фактически линейная система). Тогда параметры условно можно считать постоянными, они мало изменяются.

Режим большого сигнала характерен тогда, когда параметры схемы изменяются больше чем на 50%.

Различают несколько классов УМ: А, В, С, D и т.д.

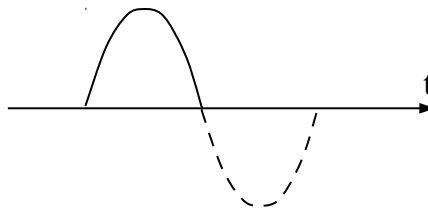
26. Если в процессе работы усилительный элемент остается открытым всё время, то это режим класса А.

Угол отсечки: $\theta = 180^\circ$.



27. Если в процессе работы усилительный элемент работает полупериода, а полупериода – в отсечке, то это режим класса В.

Угол отсечки: $\theta = 90^\circ$.

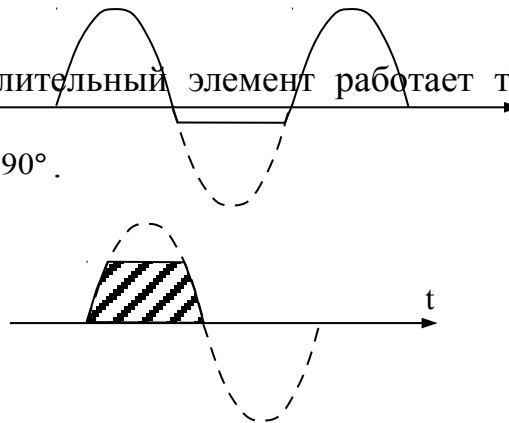


28. Если в процессе работы усилительный элемент работает промежуточно, то это режим класса АВ.

Угол отсечки: $\theta = 110^\circ..120^\circ$.

29. Класс С. Усилительный элемент работает только некоторое время полупериода.

Угол отсечки: $\theta < 90^\circ$.



30. Класс D. Усилительный элемент работает в ключевом режиме. В режиме отсечки и в режиме насыщения питание не потребляется, а следовательно, не рассеивается энергия, но возникают проблемы с формой передачи сигнала.

Максимальный КПД для режима С, а минимальный – для класса А. С другой стороны, для класса А – минимальные нелинейные искажения, а для класса С – максимальные. Для класса D – КПД максимальный, и нелинейные искажения – максимальны.

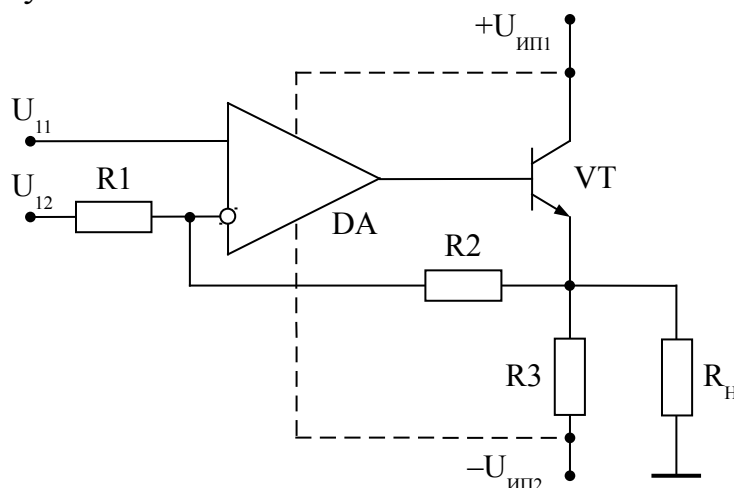
16.1 УМ класса А

Сопротивление в УМ должны быть согласованы. Для этих целей хорошо подходит трансформатор (он также позволяет сделать гальваническую развязку, получить парафазные сигналы, сделать несколько выходов). Но у трансформаторов есть и недостатки:

2. габариты;
3. искажения сигнала.

В качестве гальванической развязки можно также использовать оптрон.

Рассмотрим схему:



8. Если входное напряжение $U_{BX} = U_{11}$, тогда U_{12} заземляем ($U_{12} = 0$). Таким образом, мы получили неинвертирующий УМ. В схеме присутствует последовательная ООС по напряжению, которая обеспечивает очень большое входное сопротивление. Коэффициент передачи определяется отношением:

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

Усиление по напряжению обеспечивается операционным усилителем с коэффициентом усиления K_U . Усиление по току обеспечивается транзистором VT с коэффициентом усиления β . А следовательно, мы можем получить очень большое усиление по мощности – K_P .

9. Если входное напряжение $U_{BX} = U_{12}$, тогда U_{11} заземляем ($U_{11} = 0$). В схеме присутствует параллельная ООС по напряжению, а значит, входное сопротивление значительно меньше и входной ток существенен. Коэффициент передачи определяется отношением:

$$K_U^{OC} = -\frac{R2}{R1}.$$

Рассмотрим принцип действия для первого случая. Если на входе положительная полуволна, то на выходе ОУ формируется положительная полуволна, которая открывает эмиттерный переход. В отсутствие питания через транзистор VT протекает ток I_A . Если на входе положительная полуволна – через VT протекает большой ток, который ответвляется в цепь нагрузки и на нагрузке выделяется мощность. На выходе – положительная полуволна. Если на входе отрицательная полуволна, то на выходе ОУ формируется отрицательная полуволна. Транзистор VT запирается. На выходе формируется отрицательная полуволна за счет резистора $R3$.

Если на вход подаём синусоидальный сигнал, то:

$$P_H = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{H \max}^2}{R_H}.$$

Если при этом $R3 = R_H$, то $P_{H \max} = \frac{U_{\text{ип}}^2}{8 \cdot R_H}$. Мощность, потребляемая от источника питания: $P_0 = 2 \cdot \frac{U_{\text{ип}}^2}{R_H}$.

$$\text{КПД: } \eta = \frac{P_H}{P_0}.$$

В отсутствие входного сигнала $\eta = 0$. Потребляемая от источника мощность не зависит от входного сигнала.

Средний ток через каскад остаётся постоянным:

$$P_0 = 2 \cdot U_{\text{ип}} \cdot I_{KCP}.$$

I_{KCP} не зависит от величины сигнала, а значит, мощность не зависит от амплитуды сигнала.

Наибольшее КПД:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{H\max}}{P_0} = \frac{1}{16} = 0.0625 = 6.25\%.$$

Остальное тепло рассеивается на каскаде.

Мощность, выделяемая на коллекторе транзистора VT:

$$P_K = U_{III} \cdot I_{KCP} = \frac{U_{III}^2}{2 \cdot R_H} = 4 \cdot P_{H\max}.$$

Как видно, КПД такой схемы мал, но и коэффициент нелинейных искажений – мал.

При включенной ООС расширяется полоса пропускания, а следовательно, уменьшаются частотные искажения, что приводит к тому, что нелинейные искажения уменьшаются в F раз, где F – глубина ОС.

$$\epsilon^{OC} = \frac{\epsilon}{F}; \quad F = \frac{K_U}{K_U^{OC}}.$$

Порядок проектирования

Исходные данные:

$$U_{1m}, R_H, P_H (\text{или } U_m), \epsilon^{OC}, f_{B.GP.}, f_{H.GP.}.$$

1. Выбор источника питания ИП:

$$U_{III1} = |-U_{III2}| \geq 2 \cdot U_{H\max} \rightarrow 5; 6.3; 9; 12.6; 15; 27.$$

2. Определение сопротивления R3:

$$R3 = \frac{U_{III}}{U_{Hm}} \cdot R_H - R_H \rightarrow ДСТУ \downarrow.$$

Мощность:

$$P_{R3} = \frac{(U_{III} + U_{Hm})^2}{R3}.$$

3. Выбор транзистора VT:

$$a) \quad I_{Э\text{ доп}} \geq I_{H\max} + I_{R3} = \frac{U_{H\max}}{R_H} + \frac{U_{H\max} + U_{III}}{R3};$$

$$б) \quad P_K \geq \frac{U_{III}^2}{2 \cdot R_H};$$

$$в) \quad U_{KЭ\text{ доп}} > U_{H\max} + U_{III};$$

$$г) \quad f_{ГР}^{OK} > f_{B.GP.}.$$

Мы рассматриваем схему с общим коллектором.

4. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$a) \quad |U_{O^{+(-)}}| \geq U_{H \max} + U_{0T};$$

$$б) \quad I_{BЫX \text{ ДОП}} \geq \frac{I_{H \max} + I_{R3 \max}}{\beta_{\min}};$$

$$в) \quad K_U > \frac{U_{H \max}}{U_{1m} \cdot \epsilon^{OC}};$$

$$г) \quad f_{CP} \gg f_{B.ГР}.$$

5. Определение сопротивления R2:

$$R2 = \sqrt{R_d \cdot \frac{R_{BЫX}^{OY}}{\beta_{\min}}} \rightarrow ДСТУ.$$

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

6. Определение сопротивления R1:

$$1. \quad R1 = \frac{R2}{K_U^{OC} - 1} \rightarrow ДСТУ$$

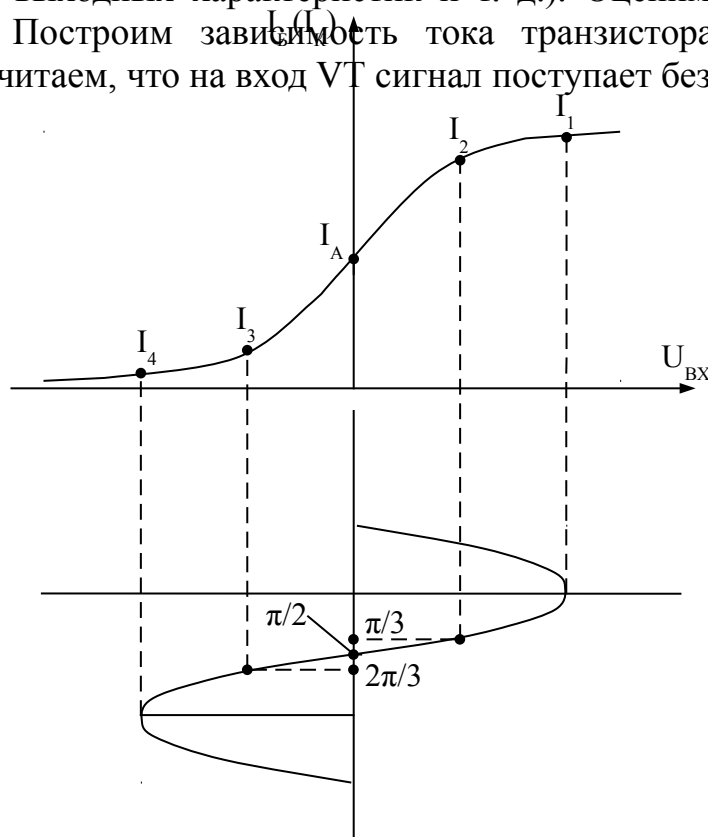
$$2. \quad R1 = \frac{R2}{|K_U^{OC}|} \rightarrow ДСТУ$$

$$\text{Мощность: } P_{R1} = \frac{U_{1m}^2}{R1}.$$

7. Определение коэффициента нелинейных искажений ϵ^{OC} :

Коэффициента нелинейных искажений ϵ^{OC} можно определить с помощью метода пяти ординат.

Пусть источником нелинейных искажений является транзистор VT, у которого достаточно нелинейностей (нелинейность входных характеристик, нелинейность выходных характеристик и т. д.). Оценим эти нелинейности практически. Построим зависимость тока транзистора VT от входного сигнала (мы считаем, что на вход VT сигнал поступает без искажений).



Рассмотрим участок сигнала:

$$I_K(t) = I_0 + I_{K1} \cdot \cos \omega t + I_{K2} \cdot \cos 2\omega t + I_{K3} \cdot \cos 3\omega t + I_{K4} \cdot \cos 4\omega t.$$

Если бы токи I_1, I_2, I_A, I_3, I_4 находились на одной прямой, то искажений бы не было. Но они расположены на кривой.

Тогда:

$$\omega t = 0 : I_1 = I_0 + I_{K1} + I_{K2} + I_{K3} + I_{K4};$$

$$\omega t = \frac{\pi}{3} : I_2 = I_0 + \frac{I_{K1}}{2} - \frac{I_{K2}}{2} - I_{K3} - \frac{I_{K4}}{2};$$

$$\omega t = \frac{\pi}{2} : I_A = I_0 - I_{K2} + I_{K4};$$

$$\omega t = \frac{2\pi}{3} : I_3 = I_0 - \frac{I_{K1}}{2} - \frac{I_{K2}}{2} + I_{K3} - \frac{I_{K4}}{2};$$

$$\omega t = \pi : I_4 = I_0 - I_{K1} + I_{K2} - I_{K3} + I_{K4}.$$

Мы получили пять уравнений с пятью неизвестными. Решение:

$$I_{K1} = \frac{1}{3}(I_1 + I_2 - I_3 - I_4);$$

$$I_{K2} = \frac{1}{4}(I_1 - 2 \cdot I_A + I_4);$$

$$I_{K3} = \frac{1}{6}(I_1 - 2 \cdot I_2 + 2 \cdot I_3 - I_4);$$

$$I_{K4} = \frac{1}{12}(I_1 - 4 \cdot I_2 - 4 \cdot I_3 + I_4 + 6 \cdot I_A).$$

При этом, $I_0 = \frac{1}{6}(I_1 + 2 \cdot I_2 + 2 \cdot I_3 - I_4)$ — средний ток.

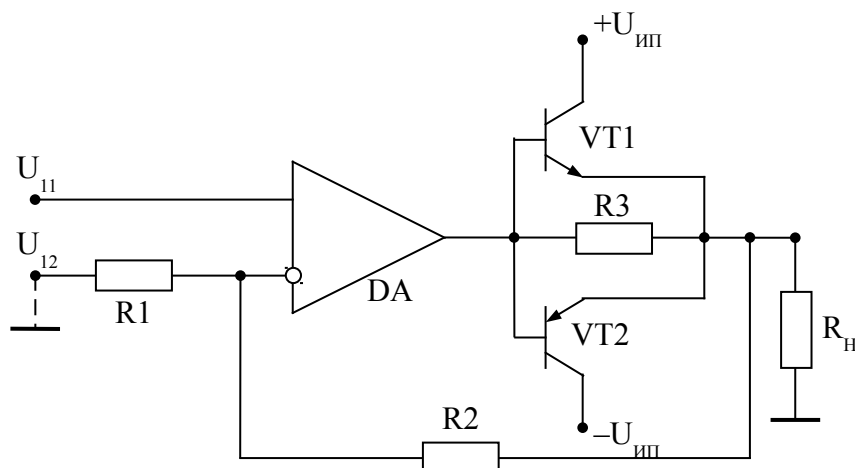
ε находим по формуле для разомкнутой системы:

$$\varepsilon = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^4 I_{Ki}^2}}{I_{K1}} \cdot 100 \% ,$$

а затем делим на глубину ОС и получаем ε^{OC} :

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

16.2 УМ класса В



Для уменьшения нелинейных искажений шунтируют нелинейный переход база-эмиттер.

Для положительной полуволны транзистор VT1 открыт. Он пропускает положительную полуволну тока и формирует положительную полуволну напряжения. Для отрицательной полуволны открыт транзистор VT2. Транзисторы VT1 и VT2 открываются поочередно, что соответствует углу отсечки $\theta = 90^\circ$.

Схема собрана на комплиментарной паре p-n-p и n-p-n транзисторах и представляет собой повторитель. При отсутствии сигнала на входе, нет потребления питания, оба транзистора заперты, сквозной ток нулевой, а, следовательно, КПД может быть большим.

Но при этом сильно возрастают нелинейные искажения. Их необходимо оценить.

Мощность, выделяемая на нагрузке:

$$P_{H \max} = \frac{U_{H \max}^2}{2 \cdot R_H}.$$

Иногда для оптимального проектирования выбирают $U_H \approx U_{пит}$.

Мощность, потребляемая от источника питания: $P_0 = 2 \cdot \frac{U_{пит} \cdot I_{H \max}}{\pi}$.

Тогда:

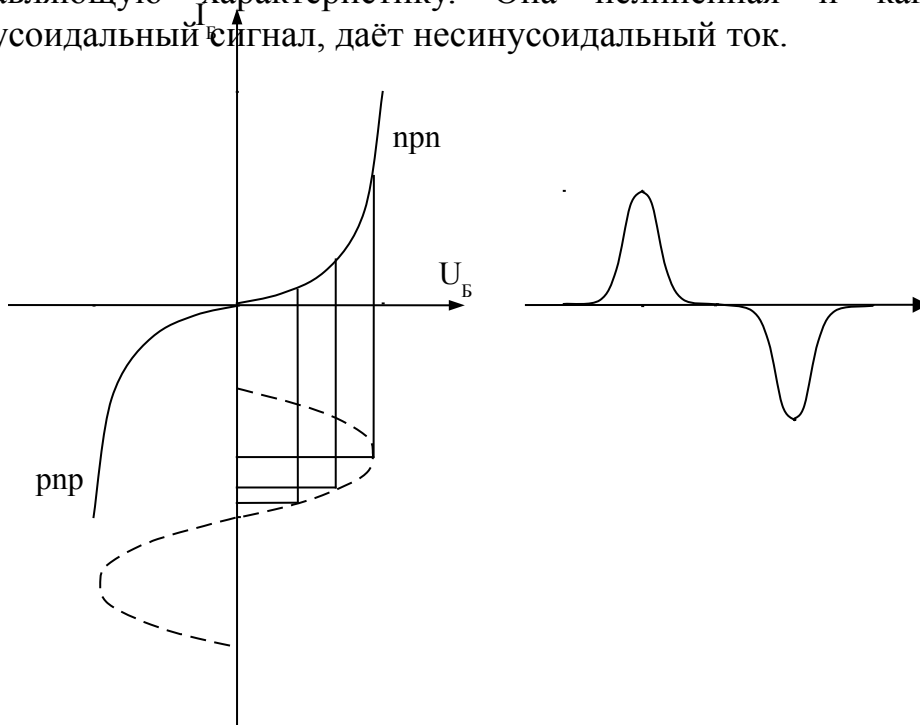
$$I_{КСР} = \frac{2 \cdot I_{Km}}{\pi} \cdot \frac{2 \cdot I_{Hm}}{\pi},$$

$$\eta_{\max} = \frac{P_{H \max}}{P_0} = \frac{\pi}{4} = 0.785 = 78.5\%.$$

Максимальная мощность, выделяемая на коллекторе транзистора VT:

$$P_{K \max} = \frac{1}{8} \cdot \frac{U_{пит}^2}{R_H}.$$

Основной источник искажений – транзистор VT. Рассмотрим основную управляющую характеристику. Она нелинейная и как реакцию на синусоидальный сигнал, даёт несинусоидальный ток.



Нам нужно определить нечетные гармоники.

$$I_K(t) = I_0 + I_{K1} \cdot \cos \omega t + I_{K3} \cdot \cos 3\omega t + I_{K5} \cdot \cos 5\omega t.$$

Рассмотрим три точки:

$$\omega t = 0 : I_1 = I_{K1} + I_{K3} + I_{K5};$$

$$\omega t = \frac{\pi}{3} = 60^\circ : I_2 = \frac{I_{K1}}{2} - I_{K3} + \frac{I_{K5}}{2};$$

$$\omega t = 72^\circ : I_3 = 0.31 \cdot I_{K1} - 0.81 \cdot I_{K3} + I_{K5}.$$

Мы получили три уравнения с тремя неизвестными. Решение:

$$I_{K1} = 4.07 \cdot I_1 - 5.2 \cdot I_2 - 1.45 \cdot I_3;$$

$$I_{K3} = 2 \cdot I_2 - I_1;$$

$$I_{K5} = -2.07 \cdot I_1 + 3.25 \cdot I_2 + 1.45 \cdot I_3.$$

ε находим по формуле:

$$\varepsilon = \frac{\sqrt{I_{K3}^2 + I_{K5}^2}}{I_{K1}} \cdot 100, \%,$$

а затем делим на глубину ОС и получаем ε^{OC} :

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

Порядок проектирования

Исходные данные: U_{1m} , R_H , P_H (или U_m), ε^{OC} , $f_{B.GP.}$, $f_{H.GP.}$.

1. Выбор источника питания ИП:

$$U_{ИП1} = |-U_{ИП2}| \geq 2 \cdot U_{H \max} \rightarrow 5; 6.3; 9; 12.6; 15; 27.$$

2. Выбор транзистора VT1, VT2:

$$a) I_{\varepsilon \text{ доп}} \geq \frac{U_{Hm}}{R_H};$$

$$б) P_{K \text{ доп}} \geq \frac{U_{ИП}^2}{8 \cdot R_H};$$

$$в) U_{KЭ \text{ доп}} \geq 2 \cdot (U_{Hm} + U_{KH});$$

$$г) f_{ГР}^{OC} \gg f_{B.GP.}.$$

3. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$a) \quad |U_o^{+(-)}| \geq U_{H \max} + U_{0T};$$

$$б) \quad I_{\text{ВЫХ ДОП}} \geq \frac{I_{H \max} + I_{R3 \max}}{\beta_{\min}};$$

$$в) \quad K_U > \frac{U_{H \max}}{U_{1m} \cdot \epsilon^{OC}};$$

$$г) \quad f_{CP} \gg f_{B.ГР}.$$

4. Определение сопротивления R2:

$$R2 = \sqrt{R_D \cdot \frac{R_{\text{ВЫХ}}^{OV}}{\beta_{\min}}} \rightarrow ДСТУ.$$

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

5. Определение сопротивления R1:

$$1. \quad R1 = \frac{R2}{K_U^{OC} - 1} \rightarrow ДСТУ;$$

$$2. \quad R1 = \frac{R2}{|K_U^{OC}|} \rightarrow ДСТУ.$$

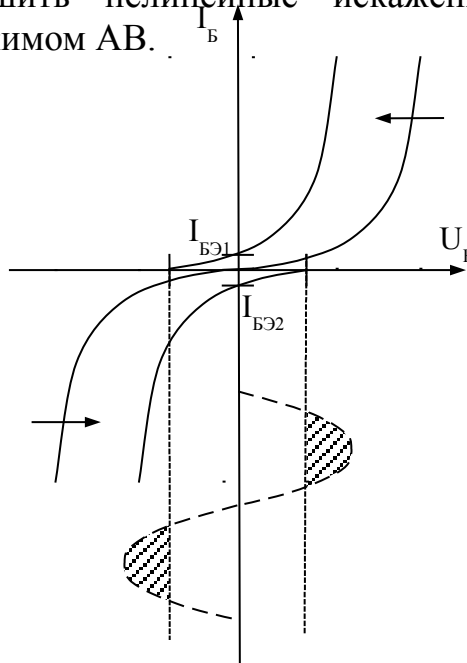
$$\text{Мощность: } P_{R1} = \frac{U_{1m}^2}{R1}.$$

6. Определение сопротивления R3:

$$\frac{U_{0T}}{I_{\text{ВЫХ ДОП}}^{OV}} < R3 < \frac{U_{0T}}{I_{K \max}}.$$

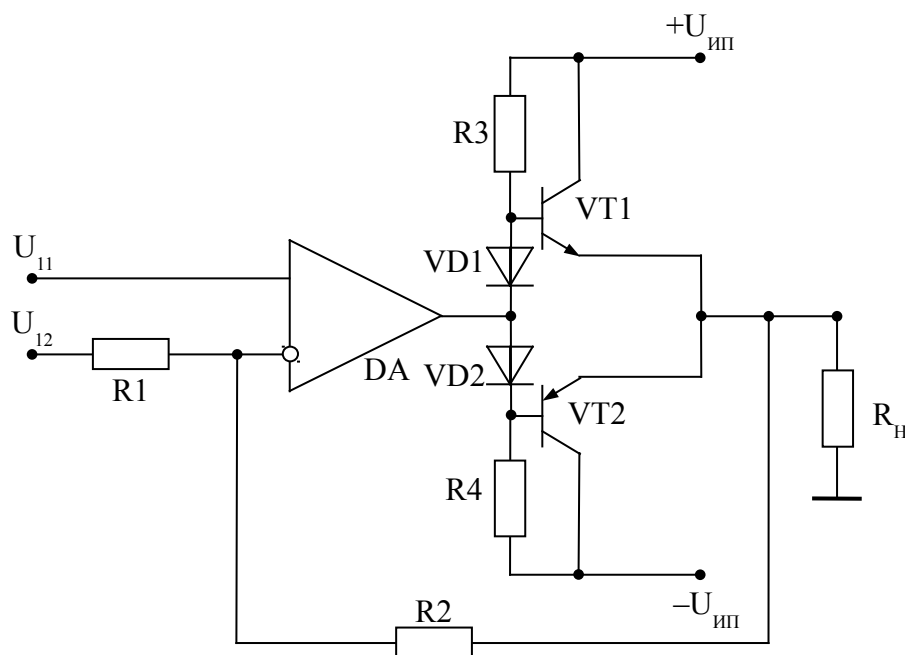
7. Определение коэффициента нелинейных искажений ϵ^{OC} .

Можно уменьшить нелинейные искажения, если воспользоваться промежуточным режимом АВ.



Нужно задать начальное смещение тока I_B . Тогда транзисторы будут работать немного дольше. Начальный ток незначителен. Потребляемый от источника тока входной ток тоже небольшой, а, следовательно, снижается КПД (незначительно), но при этом нелинейные искажения уменьшаются существенно.

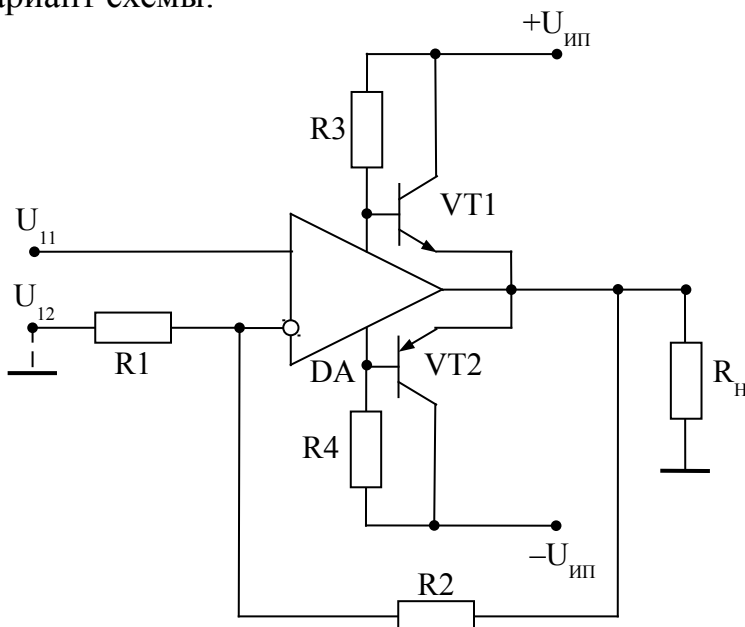
16.3 УМ класса АВ



Вместо диода VD можно ставить резистор R , но нежелательно. Это линейный элемент, но расчеты для него гораздо сложнее.

Для положительной полуволны на входе, диод VD1 запирается, ток I_{R3} перераспределяется в цепь базы транзистора VT1 и открывает его. На выходе формируется положительная полуволна. Для отрицательной полуволны VT1 – закрыт, транзистор VT2 – открыт. На выходе формируется отрицательная полуволна.

Еще один вариант схемы:



Нелинейных элементов между выходом ОУ и нагрузкой нет. Источник питания подключается к ОУ через резисторы, начальный ток создаёт падение напряжения на транзисторах и слегка приоткрывает их. Этот начальный ток и является током смещения.

Если на вход подаём положительную полуволну, выходное напряжение начинает увеличиваться, растёт и ток на выходе. Это приводит к увеличению тока через резистор $R3$. Смещение на $R3$ усиливается, транзистор VT1 открывается и его коллекторный ток протекает через нагрузку. На выходе формируется положительная полуволна.

Аналогично и для отрицательной полуволны.

При этом для такой схемы, КПД будет ниже, коэффициент нелинейных искажений меньше чем в режиме класса В.

16.4 УМ класса D

Усилительный элемент такого УМ работает в ключевом режиме или использует импульсное питание.

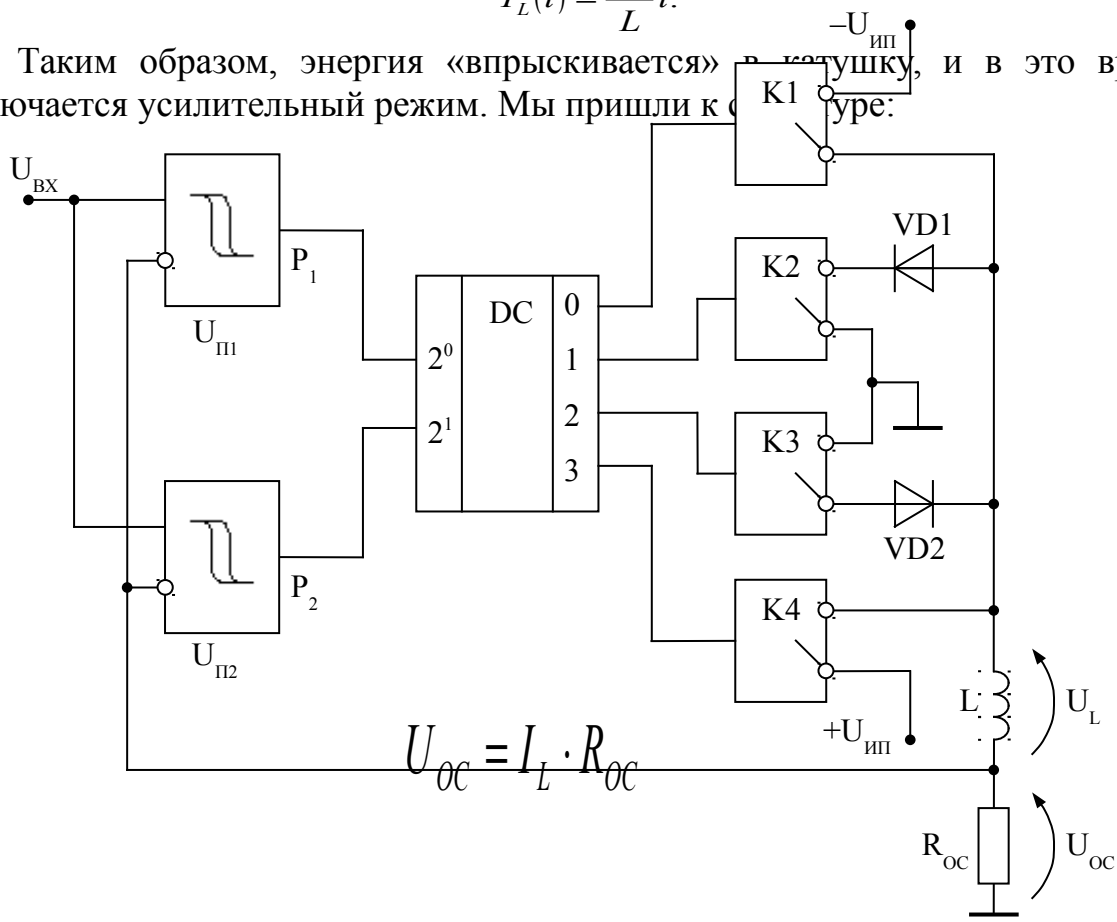
Элемент формирующий сигнал на соленоиде, должен пропускать большой ток.

$$I_L = \frac{1}{L} \int_0^t U_L dt;$$

$$U_L = const;$$

$$I_L(t) = \frac{U_L}{L} t.$$

Таким образом, энергия «впрыскивается» в катушку, и в это время включается усилительный режим. Мы пришли к следующей схеме:

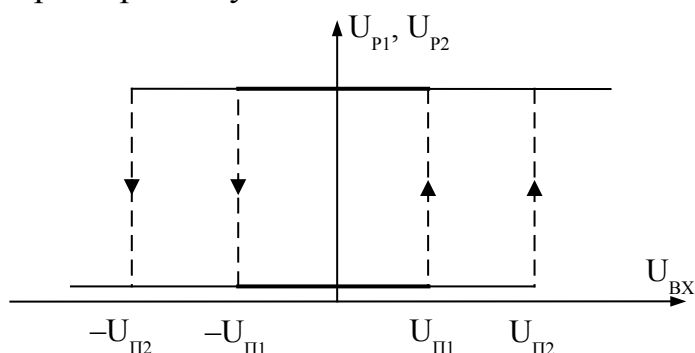


K1, K2, K3, K4 – мощные ключи.

Перед нами стоит задача: обеспечить в индуктивности ток, который по форме совпадал бы с формой входного напряжения:

$$U_{OC} = I_L \cdot R_{OC}.$$

Приведенные компараторы могут определять функцию «больше» или «меньше», «равно» для них – зона нечувствительности. Компараторы имеют гистерезисную характеристику.

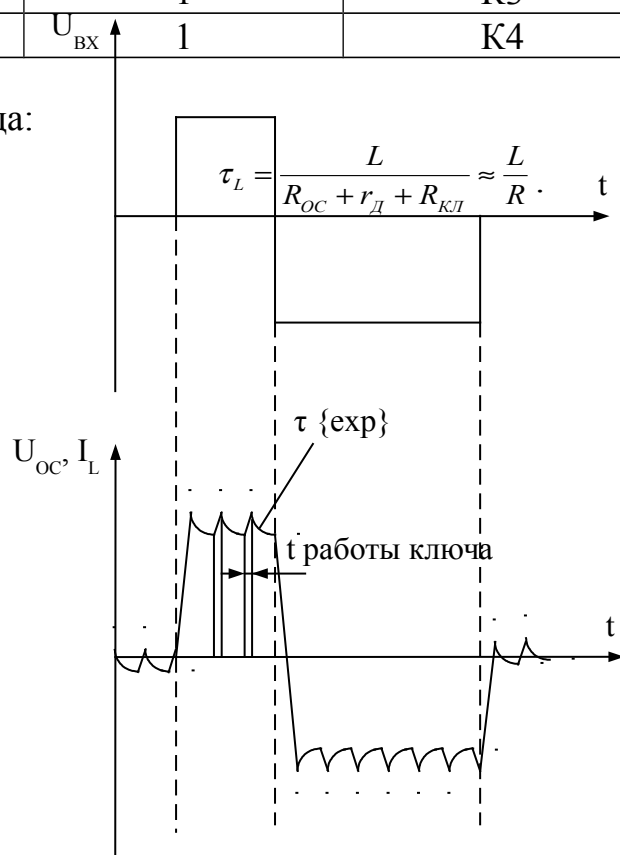


Чем меньше зона нечувствительности, тем точнее работает компаратор.

Уровень единицы будет только на одном из выходов дешифратора ДС и соответственно открываться будет только один из ключей.

Состояние компаратора		Замкнут ключ	Режим
P1	P2		
0	0	K1	Накачка $-I_L$
1	0	K2	Удержание $-I_L$
0	1	K3	Удержание $+I_L$
1	1	K4	Накачка $+I_L$

Время разряда:



Осцилляция определяется чувствительностью компаратора. Чем меньше погрешность, тем меньше время переключения. Погрешность определяется компаратором Р1. Компаратор Р2 нужен для того, чтобы в моменты изменения включать накачку.

Максимально потребляемая мощность существенно уменьшается.

Отношение накачки к удержанию – 1:20 (скважность).

17. Проектирование фильтров

17.1 Общие сведения о фильтрах

Фильтр – устройство, устанавливаемое между выводами электрической цепи с целью изменения соотношения между частотными составляющими спектра проходящего через него сигнала. Фильтры могут работать в диапазоне частот от 0 до 10 ГГц.

В зависимости от формы амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) имеется четыре основных класса фильтров:

1. Фильтр нижних частот (ФНЧ). Он пропускает только низкочастотные составляющие спектра сигнала - обычно от постоянной составляющей и до частоты, которая называется частотой среза и определяется в исходных данных для расчета фильтра. Все спектральные составляющие сигнала с частотой выше частоты среза ФНЧ подавляет.
2. Фильтр верхних частот (ФВЧ). Фильтры этого класса подавляют в спектре сигнала все компоненты с частотой от 0 до частоты среза. Спектральные составляющие с частотой выше частоты среза пропускаются ФВЧ без искажений.
3. Полосовой фильтр (ПФ). Он пропускает без искажений все спектральные компоненты только в пределах заданной полосы частот и подавляет все компоненты вне ее.
4. Режекторный (заграждающий) фильтр (РФ). Он подавляет компоненты спектра внутри заданной полосы, называемой полосой задержания, и пропускает без искажений частоты вне этой полосы.

Приведенные определения характеризуют так называемые идеальные фильтры. В реальности и полосой с высоким затуханием существует некоторая переходная область.

Типичные АЧХ фильтров приведены на рисунке.

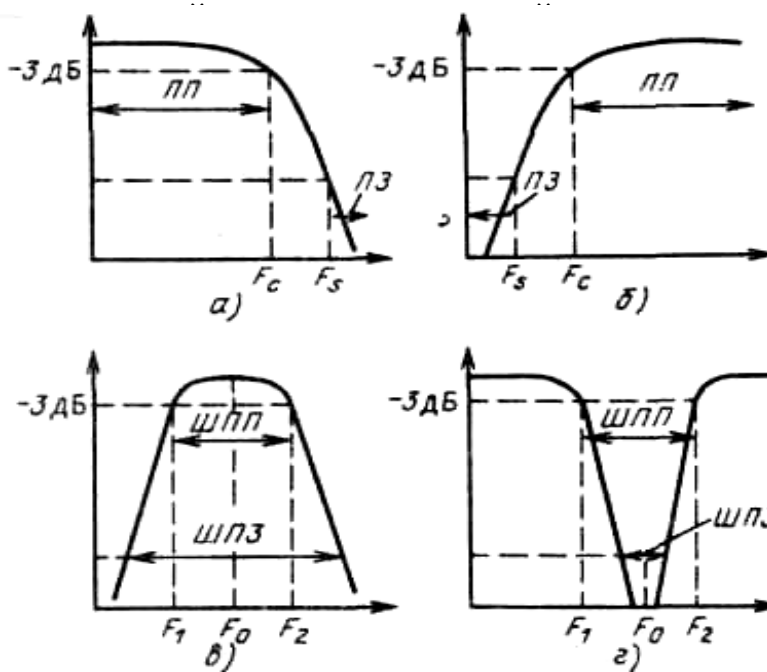


Рис.1. АЧХ типовых классов фильтров: *а* - ФНЧ; *б* - ФВЧ; *в* - ПФ; *г* - РФ;
ПП - полоса пропускания; *ПЗ* — полоса задержания; *ШПП* - ширина полосы пропускания; *ШПЗ* - ширина полосы задержания.

К основным параметрам фильтров относятся:

31. Частота среза (F_c). Частота среза определяет границу полосы пропускания фильтра и в реальных устройствах обычно соответствует уровню затухания – 3 дБ. Если ФНЧ и ФВЧ имеют только по одной частоте среза, то полосовой и режекторный фильтры обладают двумя частотами среза каждый – нижней и верхней.

3. Центральная частота (F_0). Важным свойством ПФ является геометрическая симметрия его АЧХ. Это означает, что если по горизонтальной оси отложить логарифм частоты, а по вертикальной – величину затухания и построить АЧХ фильтра, то она окажется симметричной относительно некоторой центральной частоты F_0 . Последняя вычисляется с помощью соотношения:

$$F_0 = \sqrt{F_1 \cdot F_2},$$

где F_1 – нижняя, а F_2 – верхняя частоты среза.

У узкополосных фильтров с отношением $\frac{F_2}{F_1} < 1.1$ форма АЧХ становится симметричной. В этом случае центральная частота фильтра находится как среднее арифметическое между верхней и нижней частотами среза, т. е.

$$F_0 = \frac{F_1 + F_2}{2}.$$

➤ Коэффициент пропускания (K_0).

5. Граничная частота полосы задержания (F_s). Между полосой пропускания и полосой задержания располагается переходная область. Частота F_s – это такая частота в этой зоне, для которой задается гарантированный уровень затухания спектральных составляющих сигнала.

➤ Добротность (Q). Она определяется как отношение центральной частоты ПФ к ширине его полосы пропускания. Ширина полосы пропускания ПФ определяется как разность между верхней и нижней частотами среза. Последние, как правило, измеряются на уровне затухания 3 дБ. Поэтому далее при употреблении этих терминов, если специально не оговаривается, подразумевается в качестве уровня отсчета 3 дБ. Если F_1 и F_2 – соответственно нижняя и верхняя частоты среза, то добротность фильтра легко вычисляется по формуле

$$Q = \frac{F_0}{F_2 - F_1}.$$

20) Коэффициент формы (SF). Для ПФ он определяется отношением ширины полосы задержания к ширине полосы пропускания. При этом ширина полосы задержания измеряется на уровне гарантированного за-

тухания, который задается в качестве исходного данного при расчете фильтра и обычно составляет 40 дБ.

- ✓ Вносимые потери (IL). Это измеренное в децибелах падение уровня сигнала на выходе фильтра по отношению к уровню сигнала на его входе.

17.2 Виды аппроксимации амплитудно-частотной характеристики

Активный фильтр представляет собой линейную цепь, состоящую из R , C , ОУ. Его передаточная функция описывается отношением двух полиномов, содержащие различные степени оператора p :

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n},$$

где $a_0 \dots a_n$ — коэффициенты числителя;
 $b_0 \dots b_m$ — коэффициенты знаменателя;

$$p = j\omega \left(\begin{matrix} j = \sqrt{-1} \\ \omega = 2\pi \cdot F \end{matrix} \right) \text{ — комплексная часть.}$$

Корни знаменателя называются полюсами, а корни числителя — нулями. Поскольку число корней полинома равно его степени, то количество нулей передаточной функции равно m , а число полюсов n определяет порядок фильтра. Следует, однако, иметь в виду, что не все фильтры имеют нули.

Утверждение о том, что все типы фильтров могут быть описаны с помощью передаточной функции, является чрезвычайно важным, поскольку все искомые параметры элементов схемы вычисляются непосредственно с ее помощью.

Известны и широко применяются три вида активных фильтров, отличающиеся друг от друга подходами к нахождению наилучшей аппроксимации амплитудно-частотной характеристики. Это фильтры Баттерворта, Чебышева и Бесселя.

Передаточную характеристику фильтра нижних частот (ФНЧ) можно представить в виде:

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + a_1 p + \dots + a_{n-1} p^{n-1} + a_n p^n},$$

где K_0 — номинальный коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания,

n — порядок фильтра,

а квадрат амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) для ФНЧ в виде:

$$|K(\omega)|^2 = \frac{K_0^2}{1 + b_1 \omega^2 + \dots + b_{n-1} \omega^{2(n-1)} + b_n \omega^{2n}}.$$

Тогда задача аппроксимации случаев состоит в выборе порядка и коэффициентов полинома, стоящего в знаменателе этой формулы.

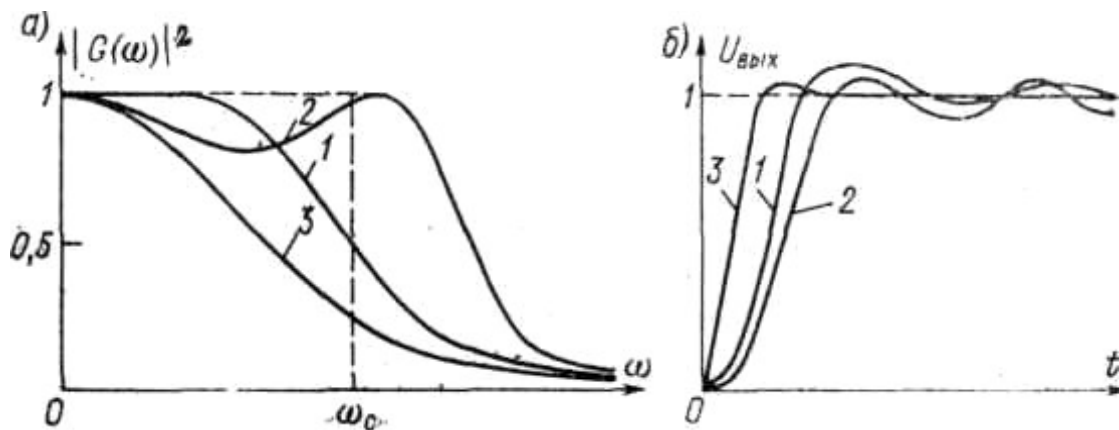


Рис. 2. Амплитудно-частотные (а) и переходные (б) характеристики различных фильтров нижних частот: 1-Баттерворта, 2 – Чебышева, 3 – Бесселя.

Характеристика идеального ФНЧ показана штриховой линией на рис.2. Идеальный фильтр пропускает с одинаковым коэффициентом (равным, например, единице) колебания, частота которых лежит в диапазоне от 0 до некоторой частоты среза F_c (или ω_c). Вне этого частотного диапазона идеальный фильтр имеет коэффициент передачи, равный нулю. При выборе полинома, стремятся достичь наилучшего в том или ином смысле приближения реальной характеристики фильтра к идеальной. Причем, чем выше порядок полинома, тем больше будет приближаться реальный фильтр к идеальному, но тем сложнее будет его реализация.

2) В фильтре Баттерворта аппроксимирующая функция ищется как функция, для которой ее значение и значения ее производных в точке $\omega=0$ совпадают с соответствующими значениями идеальной функции. Для идеального фильтра очевидно, что при $\omega=0$ — $|G(\omega)|^2 = 1$, а все производные $|G(\omega)|$ по ω в этой точке равны нулю. Если проанализировать аппроксимирующую функцию, то нетрудно показать, что наилучшее в указанном смысле приближение к идеальной характеристике мы получим, придавая функции квадрата амплитудно-частотной характеристики следующий вид:

$$|K(\omega)|^2 = \frac{K_0^2}{1 + b_n \omega^{2n}}.$$

Полученная формула описывает в общем виде АЧХ фильтра Баттерворта. Изменяя входящий в неё коэффициент b_n , мы имеем возможность изменять частоту среза ФНЧ. При теоретическом анализе часто принимают $K_0 = 1$ и производят нормирование по частоте: вводят вместо переменной ω переменную $\omega = \omega(b_n)^{-2n}$, тогда:

$$|K(\omega)|^2 = \frac{K_0^2}{1 + \omega^{2n}}.$$

Поскольку в точке $\omega = 0$ число производных АЧХ, равных нулю, максимальное возможное для фильтра данного порядка, то говорят, что фильтр Баттерворта имеет максимально плоскую (или максимально гладкую) амплитудно-частотную характеристику.

3) В *фильтре Чебышева* аппроксимирующая функция выбирается так, чтобы в полосе пропускания фильтра получить отклонение аппроксимирующей характеристики от идеальной, не превышающее некоторой заданной величины. За пределами же полосы пропускания фильтр должен иметь возможно меньшее значение коэффициента передачи. При таких исходных условиях наилучшей оказывается аппроксимация вида:

$$|K(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)},$$

где ε – некоторый постоянный коэффициент, определяющий неравномерность АЧХ фильтра в полосе пропускания, а T_n — полином Чебышева первого рода n -го порядка.

В полосе пропускания квадрат АЧХ $|G(\omega)|^2$ фильтра Чебышева колеблется между уровнями, равными 1 и $\frac{1}{1 + \varepsilon^2}$, причем число таких колебаний («волн» на графике АЧХ) тем больше, чем выше порядок фильтра. Поскольку амплитуда всех этих колебаний одинакова, то фильтр Чебышева называют также фильтром равномерных пульсаций.

4) В *фильтре Бесселя* наилучшая аппроксимация ищется не для амплитудно-частотной, а для фазо-частотной характеристики фильтра. Для того чтобы фильтр не искажал формы сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания, требуется, чтобы запаздывание выходного сигнала относительно входного было одинаковым для всех гармоник. Поскольку фазовый угол измеряется в долях периода рассматриваемой гармоники, то постоянство времени запаздывания равносильно пропорциональной зависимости (от частоты) угла сдвига фаз выходного сигнала относительно входного сигнала фильтра. Фильтр Бесселя обеспечивает такую аппроксимацию частотной характеристики, при которой достигается наилучшее приближение реальной фазо-частотной характеристики к идеальной линейной зависимости, соответствующей постоянному запаздыванию. Кривая зависимости времени запаздывания от частоты для фильтра Бесселя является максимально плоской, т. е. имеет такой же харак-

тер, как кривая амплитудно-частотной характеристики для фильтра Баттерворта.

Сравнение амплитудно-частотных и переходных характеристик фильтров на примере ФНЧ третьего порядка позволяет провести рис.2. Как видим из рис.2.а АЧХ фильтра Чебышева (кривая 2) обеспечивает наиболее крутой спад характеристики за пределами полосы пропускания при заданном отклонении АЧХ от номинального значения внутри этой полосы. У фильтра Бесселя (кривая 3) этот спад наиболее пологий. Фильтр Баттерворта (кривая 1) занимает промежуточное положение.

Различие фазо-частотных характеристик фильтров этих трех разновидностей приводит к различию их переходных характеристик (рис.2,б). При скачке сигнала на входе фильтра выходное напряжение фильтра Бесселя устанавливается быстро и с небольшим всплеском (рис.2, б, кривая 3). Переходный процесс в фильтре Чебышева (кривая 2) сопровождается относительно медленно затухающими колебаниями около линии установившегося значения. Фильтр Баттерворта (кривая 1), как и раньше, занимает промежуточное положение. Для реализации фильтров недостаточно знать выражения для их амплитудно-частотных или фазо-частотных характеристик. Наиболее полную информацию в этом смысле несут передаточные характеристики фильтров. Таким образом, выходя из равномерности АЧХ, крутизны затухания, наличия фазового сдвига, можем перейти к сравнительному анализу рассмотренных фильтров.

Таблица 1

Метод аппроксимации	Равномерность АЧХ	Крутизна АЧХ	Фазовые искажения
Баттерворт	1	2	2
Чебышев	3	1	3
Бессель	2	3	1

На ряду с упомянутыми тремя типами фильтров, существуют и другие разновидности, занимающие по своим характеристикам промежуточные значения между рассмотренными. Мы рассмотрели крайние случаи.

17.3 Реализация фильтров на операционных усилителях

Схема активного фильтра состоит из операционных усилителей, резисторов и конденсаторов. Поскольку в активных фильтрах полностью исключается использование катушек индуктивности, это позволяет обеспечить уменьшение их стоимости и ограничить размеры, особенно на низких частотах.

С ростом порядка фильтра его фильтрующие свойства улучшаются. Для реализации фильтров нижних частот, высших частот и полосовых фильтров разных порядков широкое применение нашли схемы фильтров Рауха и Саллена-Ки.

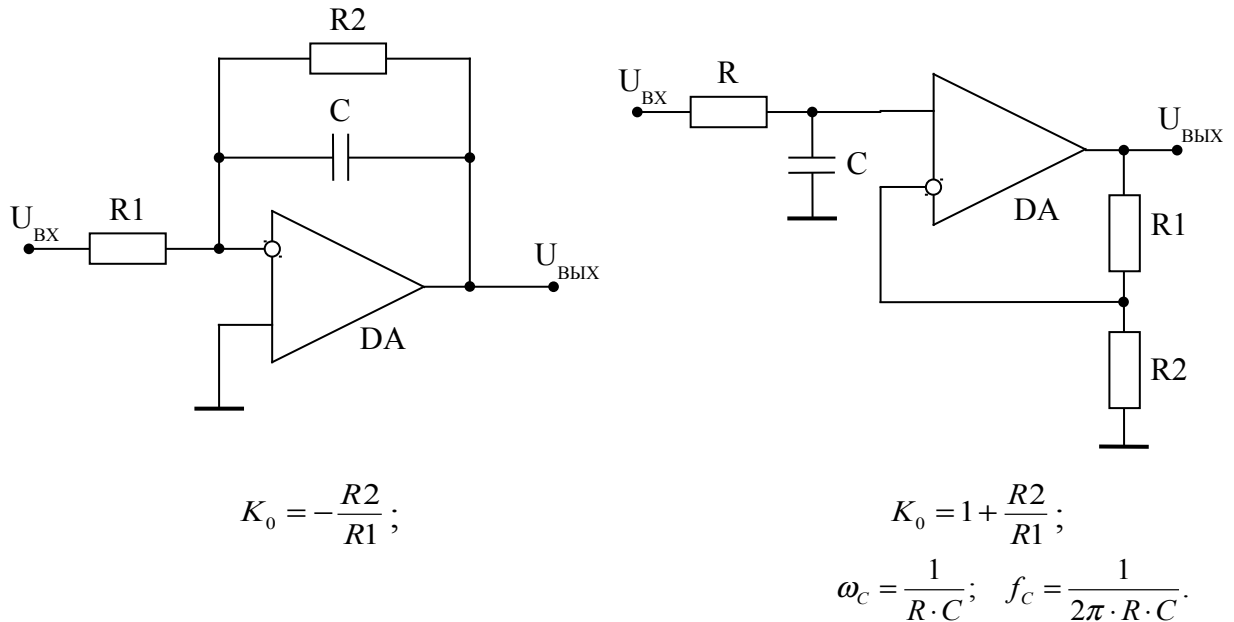


Рис.3. Звенья первого порядка.

На рис.3 приведена схема фильтра нижних частот второго порядка Саллена-Ки. Отрицательная обратная связь, сформированная с помощью делителя напряжения R_3 , $(\alpha - 1) \cdot R_3$, обеспечивает коэффициент усиления, равный α . Положительная обратная связь обусловлена наличием конденсатора C_2 . Положительная обратная связь является недостатком этой схемы, ухудшает её устойчивость. Чем больше K_0 , тем больше риск самовозбуждения схемы, которая может превратиться в генератор колебаний из-за задержек в ОУ.

Передаточная функция фильтра имеет вид:

$$K(S) = \frac{\alpha}{1 + \omega_c [C_1 \cdot (R_1 + R_2) + (1 - \alpha) \cdot R_1 \cdot C_2] \cdot S + \omega_c^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot S^2}.$$

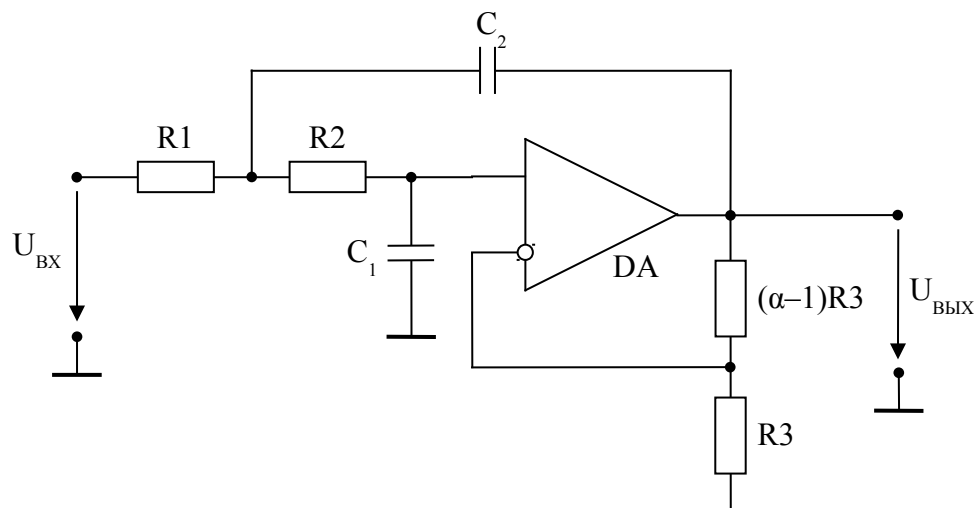


Рис.4. Активный фильтр нижних частот второго порядка структуры Саллена-Ки.

Выбирают $R4 \parallel R3 = R1 + R2$, тогда:

$$K_0 = 1 + \frac{R4}{R3},$$

$$\tau_1 = R1 \cdot C1,$$

$$\tau_2 = R2 \cdot C2.$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R1 \cdot C1 \cdot R2 \cdot C2}}.$$

Расчеты можно упростить, положив $R1 = R2 = R$ и $C1 = C2 = C$, тогда:

$$\tau_1 = \tau_2 = R \cdot C,$$

$$K_U(p) = \frac{K_0}{p^2 \tau^2 + p \tau (3 - K_0) + 1},$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}.$$

Поменяв местами сопротивления и конденсаторы, получим фильтр верхних частот (рис. 5).

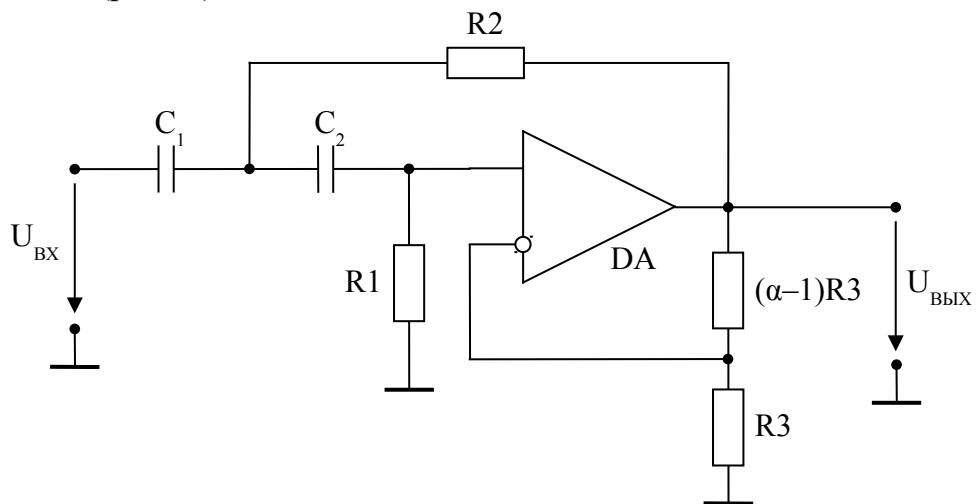


Рис. 5. Активный фильтр верхних частот второго порядка структуры Саллена-Ки.

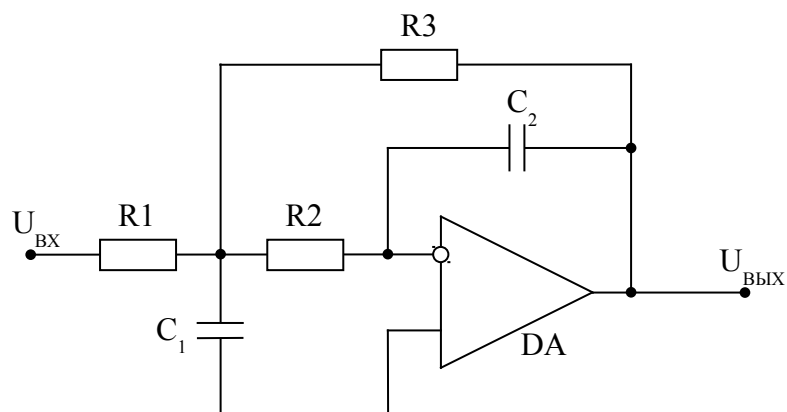


Рис.6. Активный фильтр нижних частот второго порядка структуры Рауха.

На рис.6 приведена схема фильтра нижних частот второго порядка структуры Рауха. Считается, что её предпочтительнее использовать, чем структуру Саллена-Ки, т.к. здесь отсутствует петля положительной обратной связи.

Передаточная функция фильтра имеет вид:

$$K_U(p) = \frac{K_0}{p^2 K_0 \tau_1 \tau_2 + p \tau_2 \left(K_0 + \frac{R_2 + R_3}{R_2} \right) + 1},$$

$$K_0 = -\frac{R_3}{R_1},$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}}.$$

Расчеты можно упростить, положив $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, тогда:

$$\tau_1 = \tau_2 = R \cdot C,$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}.$$

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

В качестве звеньев, составляющих фильтры четных порядков, используются звенья второго порядка, а для фильтров нечетных порядков — одно звено третьего порядка и требуемое число звеньев второго порядка. Т.е. фильтр четвертого порядка состоит из двух последовательно соединенных звеньев второго порядка, фильтр пятого — из одного звена третьего порядка и одного звена второго порядка.

Звено третьего порядка приведено на рис.7.

Здесь $K_0 = -\frac{R_3}{R_1 + R_4} = -\frac{R_3}{2 \cdot R}$, если $R_1 = R_2 = R_4 = R$ (рекомендуется

принимать одинаковые сопротивления резисторов).

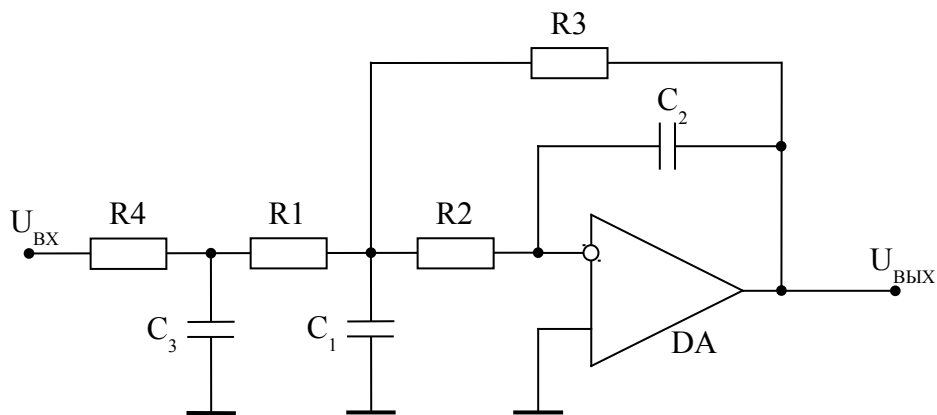


Рис.7. Активный фильтр нижних частот третьего порядка структуры Рауха.

Ёмкости, входящих в фильтр любого порядка конденсаторов, определяются с помощью приведенных в таблицах коэффициентов:

$$C1 = K_1 \cdot C; \quad C2 = K_2 \cdot C; \quad C3 = K_3 \cdot C;$$

где
$$C = \frac{1}{\omega_c \cdot R} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R}.$$

Порядок проектирования

Исходные данные: $K_0, \omega_c, \omega_3, K(\omega_3), K(\omega_c).$

1. Выбор способа аппроксимации АЧХ фильтра (качественная характеристика).

2. Определение порядка фильтра n :

$$\delta_1 = -20 \log \left(\frac{K(\omega_c)}{K_0} \right),$$

$$\delta_2 = -20 \log \left(\frac{K(\omega_3)}{K_0} \right).$$

$$D = \frac{\delta_1}{\delta_2} \cdot \sqrt{\frac{1 - \delta_2^2}{1 - \delta_1^2}}.$$

а) Для фильтра Баттерворта:

$$n \gg \frac{\ln D}{2 \ln \frac{\omega_3}{\omega_c}}.$$

б) Для фильтра Бесселя:

$$n_{\text{бес}} = n_{\text{бам}} + 1.$$

в) Для фильтра Чебышева:

$$n \geq \frac{\ln \left(D + \sqrt{D^2 + 1} \right)}{\ln \left(\frac{\omega_3}{\omega_c} + \sqrt{\left(\frac{\omega_3}{\omega_c} \right)^2 + 1} \right)}.$$

3. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

- а) $f_{c.OY} \gg f_{c.\Phi} ;$
- б) $K_{U.OY} \gg K_{0\Phi} ;$
- в) $U_o^+ \geq U_{2\max} .$

4. Выбор резисторов схемы:

Резисторы в схеме должны удовлетворять неравенствам:

$$R_{\min} > 10 \cdot R_{B\Phi X OY} ,$$

$$R_{\max} > \frac{R_{BX OY}}{10} .$$

5. Выбор емкостей схемы:

Номиналы ёмкостей должны быть значительно больше паразитных ёмкостей операционного усилителя, но и не слишком большими, так как возрастают габариты конденсаторов и потери в них.

Таблица 2

Порядок фильтра			2	3	4		5	
Номер звена			1	1	1	2	1	2
Коэффициенты для расчета емкостей фильтра	Баттерворта	k_1	2,12	2,37	3,19	1,62	2,16	1,85
		k_2	0,47	2,59	0,25	0,61	4,31	0,54
		k_3	-	0,32	-	-	0,21	-
	Бесселя	k_1	1,00	1,19	0,51	0,71	0,76	0,64
		k_2	0,33	0,69	0,21	0,12	0,39	0,085
		k_3	-	0,16	-	-	0,12	-
	Чебышева при неравно- мерности АЧХ, дБ	0,5	k_1	2,10	3,37	8,55	3,54	5,58
			k_2	0,31	4,54	0,10	0,79	13,14
			k_3	-	0,18	-	-	0,072
		1	k_1	2,73	4,21	10,75	4,45	6,69
			k_2	0,33	5,84	0,094	0,80	16,56
			k_3	-	0,16	-	-	0,06
		2	k_1	3,73	5,56	14,30	5,92	9,20
			k_2	0,42	7,93	0,075	0,76	22,05
			k_3	-	0,14	-	-	0,047
		3	k_1	4,65	6,81	17,60	7,29	11,3
			k_2	0,30	9,87	0,063	0,70	27,23
			k_3	-	0,12	-	-	0,39