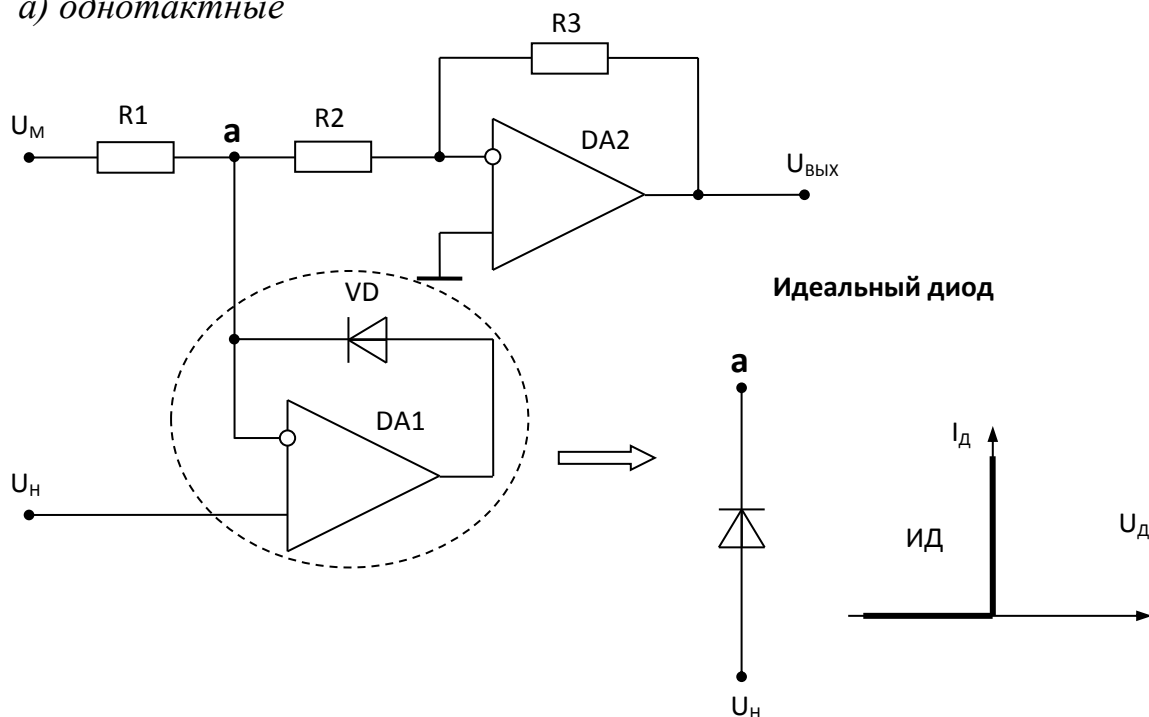


13.3 Импульсные модуляторы

а) одноктактные



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

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

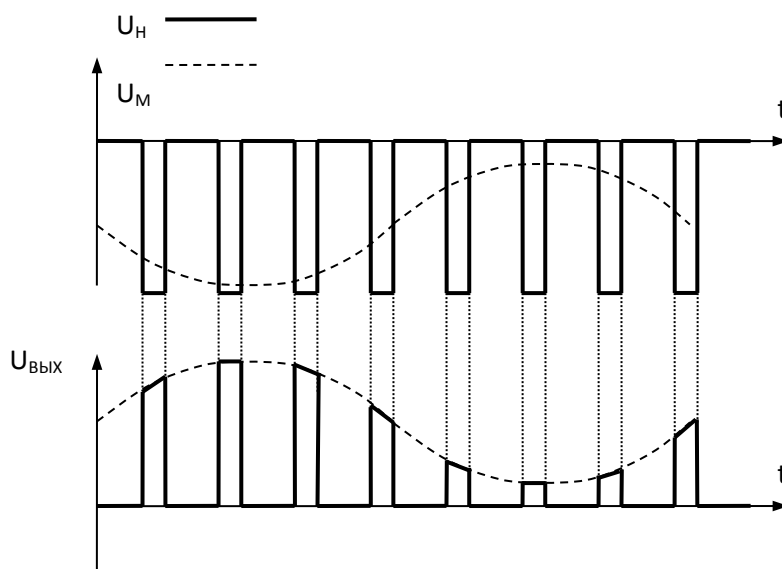
$$U_a \approx U_H.$$

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

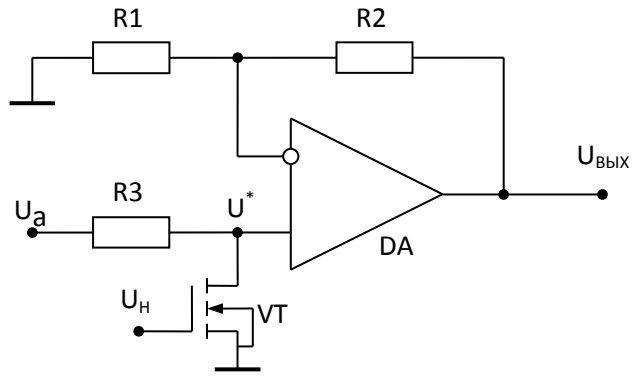
$$U_a = U_m \frac{R2}{R1 + R2};$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R3}{R2} U_a.$$

Рассмотрим временные диаграммы:



Рассмотрим еще один вариант схемы однотактного модулятора.



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

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

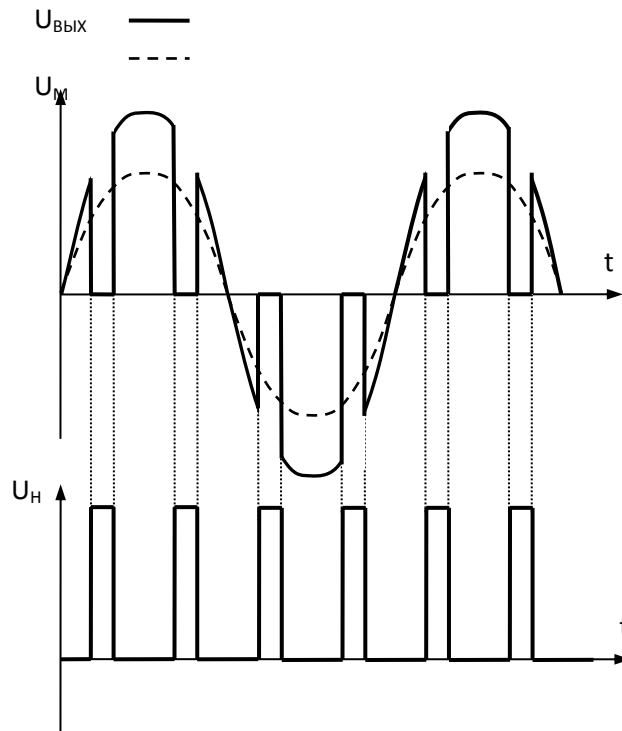
Если $U_H > U_{пор}$, транзистор VT открыт (в триодном режиме), его сопротивление мало, тогда:

$$U_{вых} = U^* \underbrace{\left(1 + \frac{R2}{R1} \right)}_{K_U^{OC}} = U \frac{R_i}{R1 + R3} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right).$$

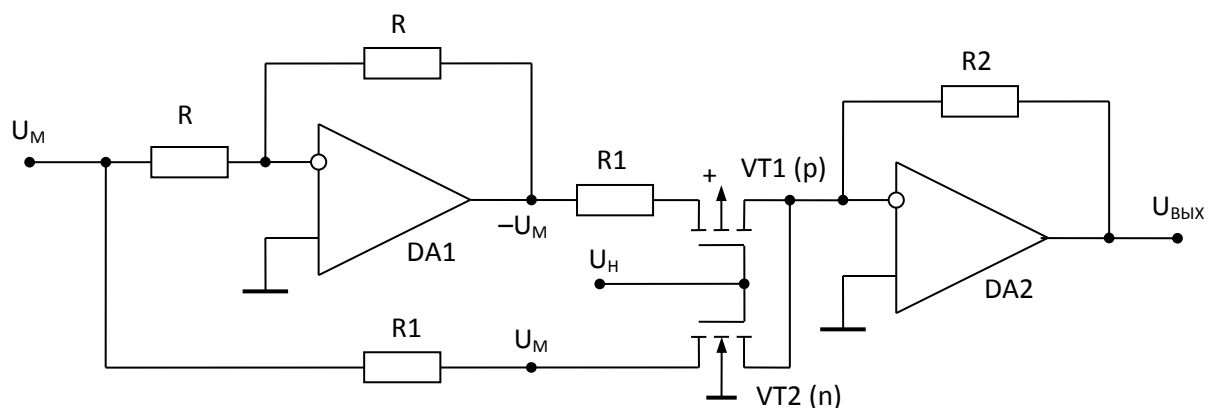
Обычно выбирают так, чтобы: $R_{BX}^{OC} \gg R3 \gg R_i$,

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

Временные диаграммы:

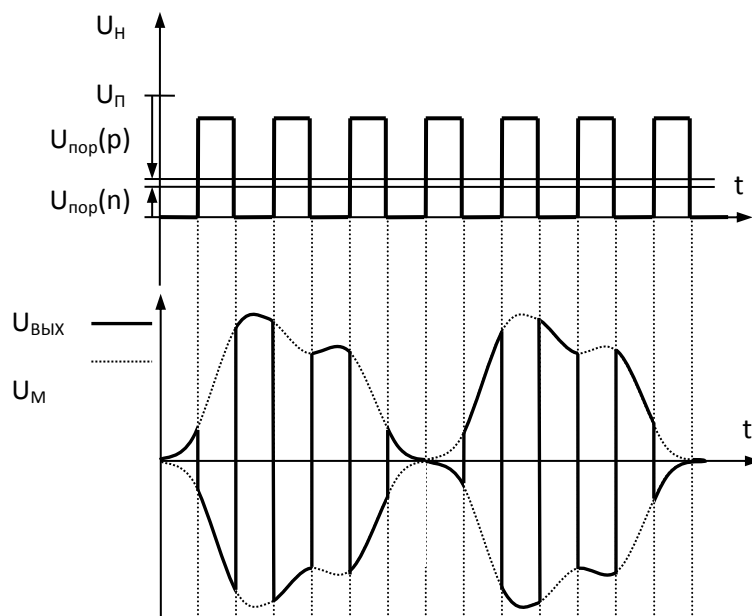


б) двухтактные



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.

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

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

Частотные модуляторы

Воздействие на частоту переменного напряжения наиболее просто осуществить в месте его возникновения, поэтому частотные модуляторы, как правило, объединены с источником модулируемого напряжения.

В низкочастотной электронике частоту формируемого генератором напряжения изменяют главным образом путем изменения параметров частотоопределяющих элементов автогенератора: емкости, индуктивности и сопротивлений.

При дискретном характере модулирующего сигнала и ограниченном количестве его возможных состояний (в нашем случае - два состояния) частотно-модулированный сигнал должен иметь соответствующее количество стационарных значений частоты. Если при этом допускается скачкообразный переход частоты генератора от одного модуляционного значения к другому, то схема модулятора вырождается в электронный коммутатор, в функции которого входит переключение дополнительных конденсаторов, сопротивлений или катушек индуктивности, подсоединяемых параллельно основным реактивным элементам контура, определяющего частоту генерации.

Вариант такого частотного модулятора, рассчитанного на управление сигналом, показан на рис. 2.4.

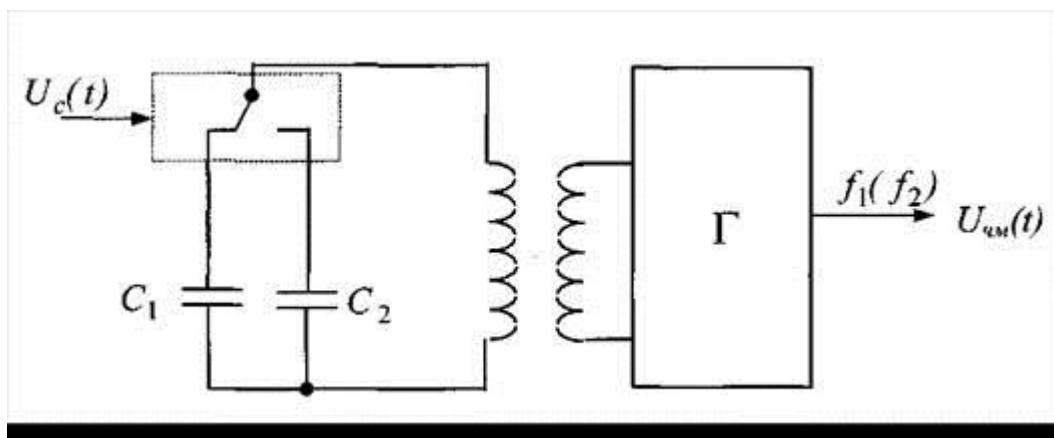


Рис. 14.4 - Структурная схема частотного модулятора с непосредственным воздействием на частоту генератора

Рассмотренная схема частотного модулятора обладает двумя недостатками, имеющими в некоторых случаях большое значение.

Первый из них заключается в том, что характер переходного процесса изменения частоты генератора от одного модуляционного значения к другому, по существу, неуправляем.

Второй недостаток состоит в скачкообразном изменении фазы модулированного напряжения, вызываемом резким изменением параметров колебательного контура. Скачок фазы в свою очередь вызывает искажение спектральных свойств сигнала в сторону увеличения мощности составляющих, далеко отстоящих от средней частоты генератора.

В современных системах с ЧМ наиболее часто используются цифровые схемы получения требуемых частот с помощью делителей частоты ДЧ (рис. 2.5).

Благодаря переключению частот nf_1 и nf_2 (во много раз превышающих требуемые f_1 и f_2), уменьшаются скачки фазы Δf и, следовательно, обеспечиваются меньшие по величине искажения ЧМ сигнала.

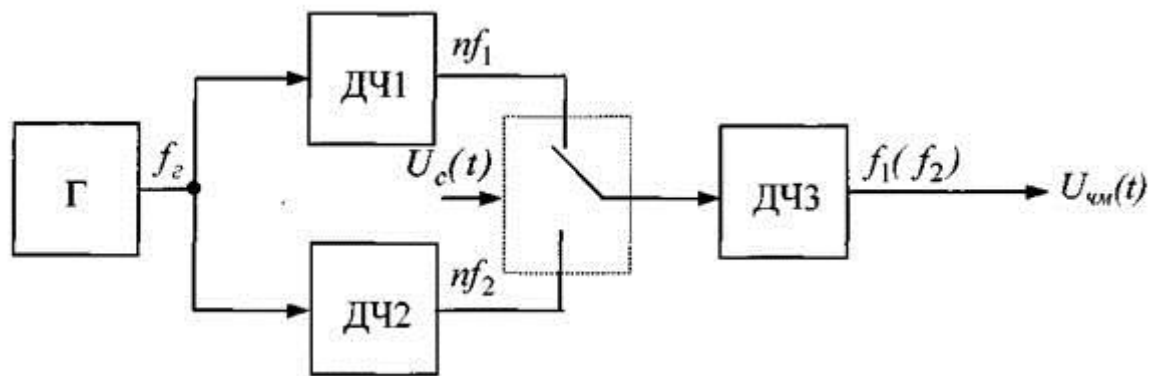


Рис. 14.5 - Структурная схема частотного модулятора без непосредственного воздействия на частоту генератора

Время изменения частоты от f_1 до f_2 называется временем нарастания переходного процесса $t_n = 1/\Delta F_k$, где ΔF_k - ширина канала.

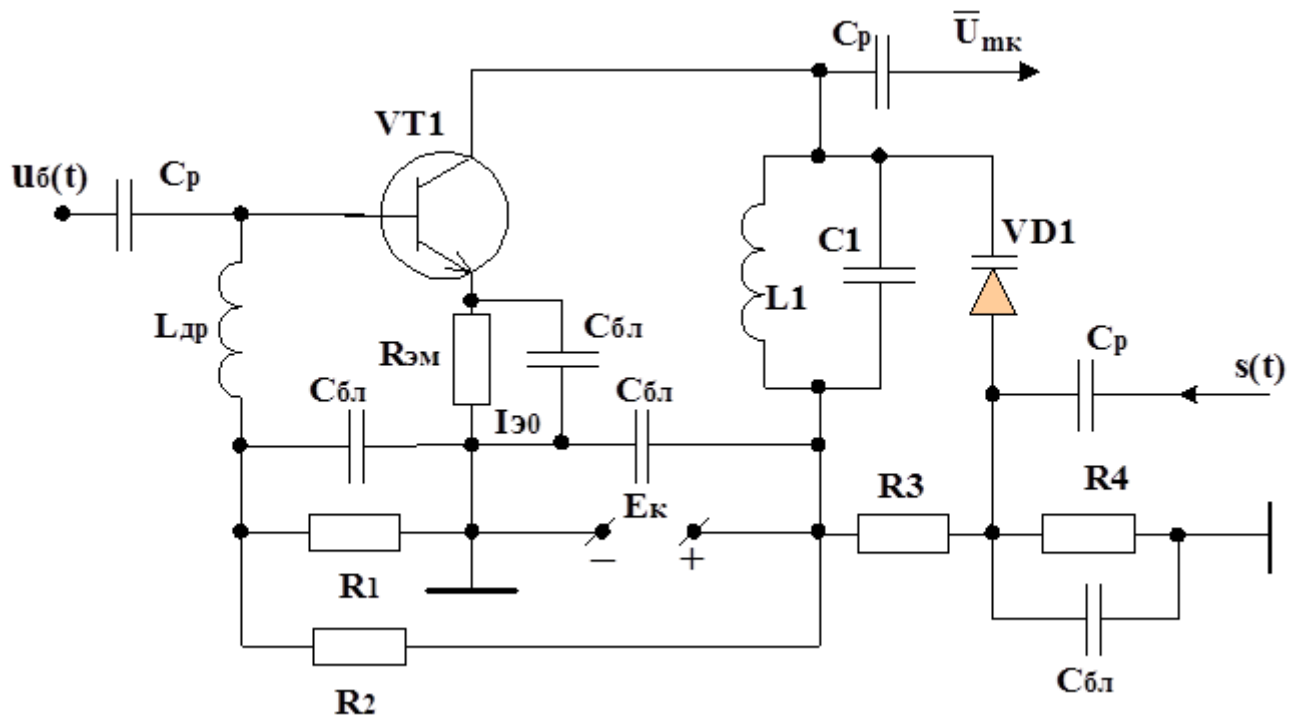
34 Фазові маніпулятори

Фазовые модуляторы это электронные устройства, в которых с помощью управляемых реактивных элементов может меняться фаза высокочастотного колебания, проходящее через это устройство.

Фазовые модуляторы могут выполняться на основе управляемых фазовращателей, резонансных и полосовых усилителей, устройств, преобразующих ВИМ (временную импульсную модуляцию) в ФМ. Все это говорит о большом многообразии схем фазовых модуляторов прямого метода. Все они сравниваются по двум основным параметрам – максимальному значению индекса модуляции, при котором уровень нелинейных искажений не превышает установленные нормы, и глубине сопутствующей паразитной АМ. Лучшими по этим параметрам считаются те

фазовые модуляторы, которые имеют большие значения $\Delta\varphi_{\varphi}$ и минимальное значение $m_{\text{пар}}$.

Рассмотрим принцип работы фазового модулятора на примере управляемого резонансного усилителя. Схема резонансного усилителя показана на рисунке.



Обычно такой усилитель работает в классе «А» с малым уровнем сигнала, при котором его можно считать линейным усилителем. Транзистор VT1 выступает как источник тока, ВЧ фаза которого задается возбуждающим сигналом, действующим на базе. В контур резонансного усилителя включен управляемый электронный элемент – варикап VD1. Амплитуда напряжения на коллекторе транзистора определяется соотношением

$$\bar{U}_{\text{мк}} = S \cdot \bar{U}_{\text{мб}} \cdot \dot{Z}_{\Sigma}(\omega_0),$$

где ω_0 - частота возбуждающего сигнала, $\dot{Z}_\Sigma(\omega_0)$ - сопротивление контура на частоте возбуждающего сигнала.

Сопротивление $\dot{Z}_\Sigma(\omega_0)$ будет чисто активной величиной, если резонансная частота контура ω_p и частота ω_0 равны между собой, и комплексной величиной, в случае нарушения равенства. Известно, что сопротивление контура в пределах полосы пропускания по уровню 0.7, можно записать в виде

$$\dot{Z}_\Sigma(\omega_0) = \frac{R_\Sigma}{\sqrt{1 + \xi^2}} \cdot e^{-j \arctg \xi},$$

где R_Σ - сопротивление контура на резонансной частоте, ξ - обобщенная расстройка контура, определяемая соотношением

$$\xi = \frac{2(\omega_p - \omega_0)}{\omega_p} Q.$$

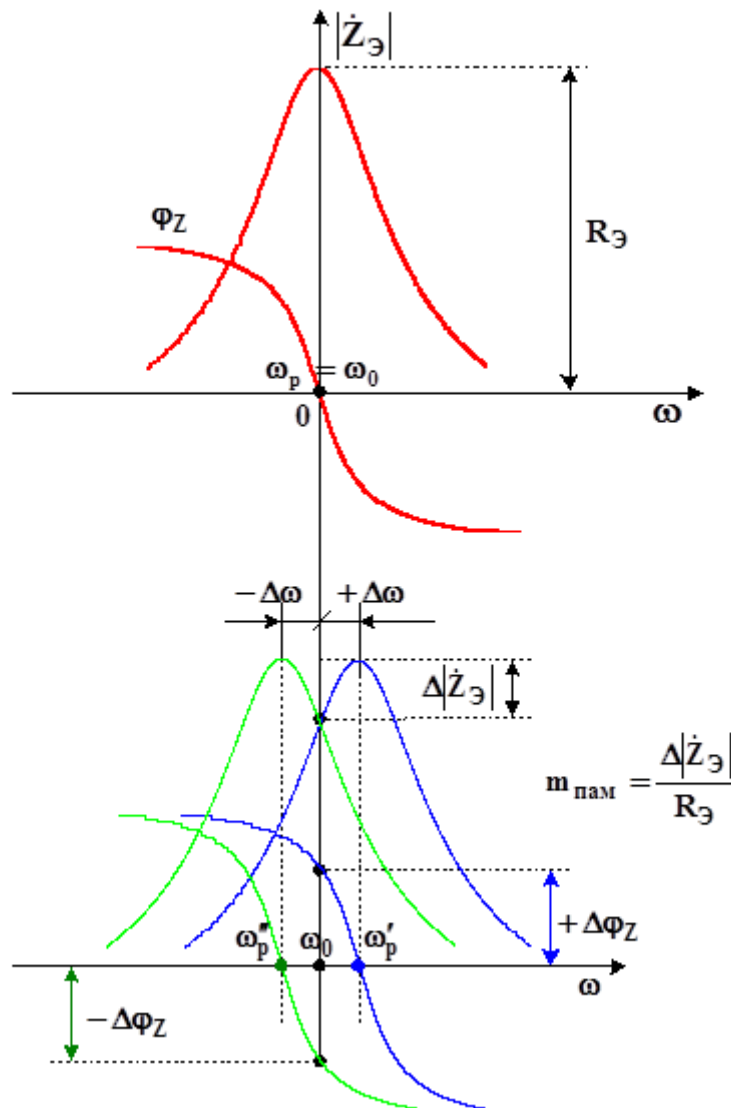
Расстраивая резонансный контур по отношению к частоте возбуждающего сигнала, фаза выходного сигнала приобретает фазовый сдвиг, т. е. происходит фазовая модуляция. Хотя фазовая характеристика параллельного контура, определяемая функцией

$$\varphi_k = -\arctg \xi,$$

в целом является нелинейной функцией, однако на участке $\pm 30^\circ$ (0.5 рад) ее можно считать почти линейной функцией. Это ограничивает пиковые значения отклонения фазы. Следовательно, максимальный индекс модуляции

такого фазового модулятора не превышает $\Delta\varphi_{\varphi_{\max}} = 0.5$.

Все сказанное демонстрируется рисунком.



Из приведенного рисунка видно, что при перестройке контура одновременно меняется модуль его эквивалентного сопротивления $\dot{Z}_{\text{э}}(\omega_0)$. Это приводит к появлению сопутствующей паразитной АМ. Глубина модуляции ПАМ достигает 30%.

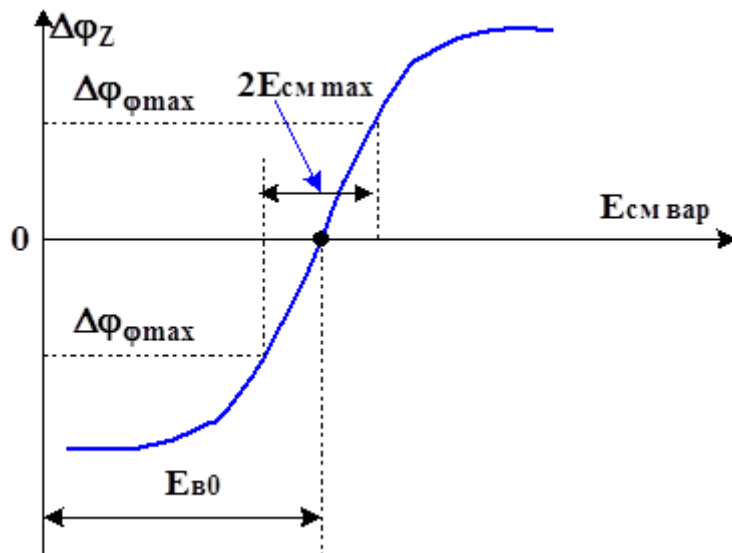
Статическая модуляционная характеристика фазового модулятора на основе перестраиваемого резонансного контура с варикапом представляет собой зависимость

$$\Delta\varphi_Z = f(E_{\text{см}}),$$

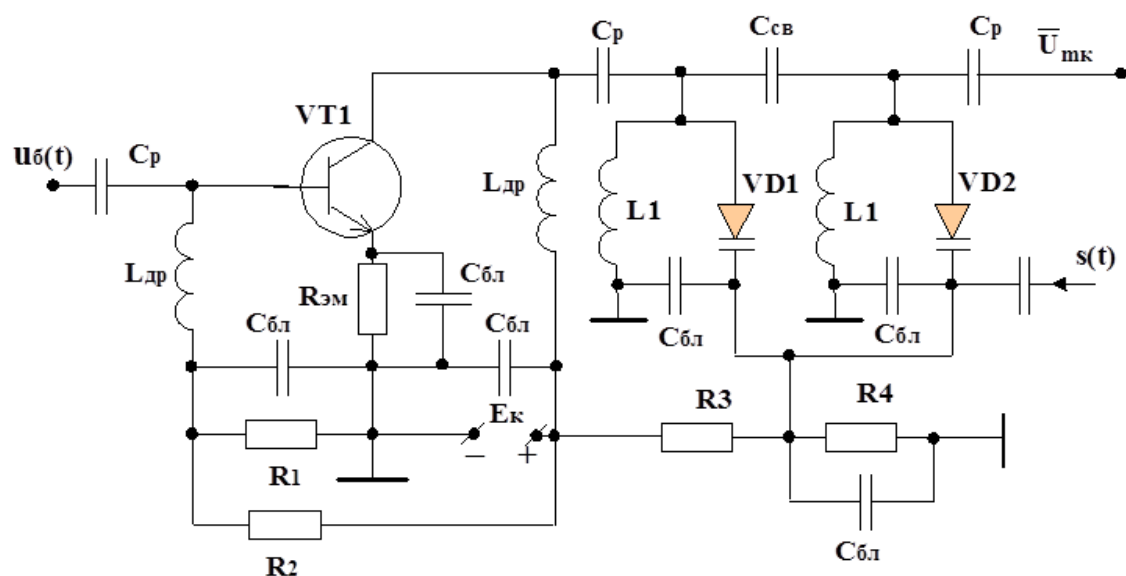
где $E_{\text{см}}$ — это смещение рабочей точки на варикапе. Нелинейность СМХ определяется нелинейностью вольт-фарадной характеристики варикапа и нелинейностью фазовой характеристики параллельного контура. Для ее линеаризации желательно емкость варикапа изменять как можно меньше. С этой целью варикап включают в контур с максимальным коэффициентом

включения, близким к единице, а уровень ВЧ сигнала на варикапе делают минимально возможным.

СМХ фазового модулятора



Недостатки рассмотренного фазового модулятора очевидны и по этому фазовые модуляторы на основе резонансного усилителя применяются редко. Чаще находят применение фазовые модуляторы на основе полосового усилителя с равномерной АЧХ и линейной ФЧХ. Схема такого модулятора приведена ниже.



К достоинствам модулятора на основе полосового усилителя следует отнести относительно малый уровень ПАМ (не более 10%) и в (2-3) раза большее

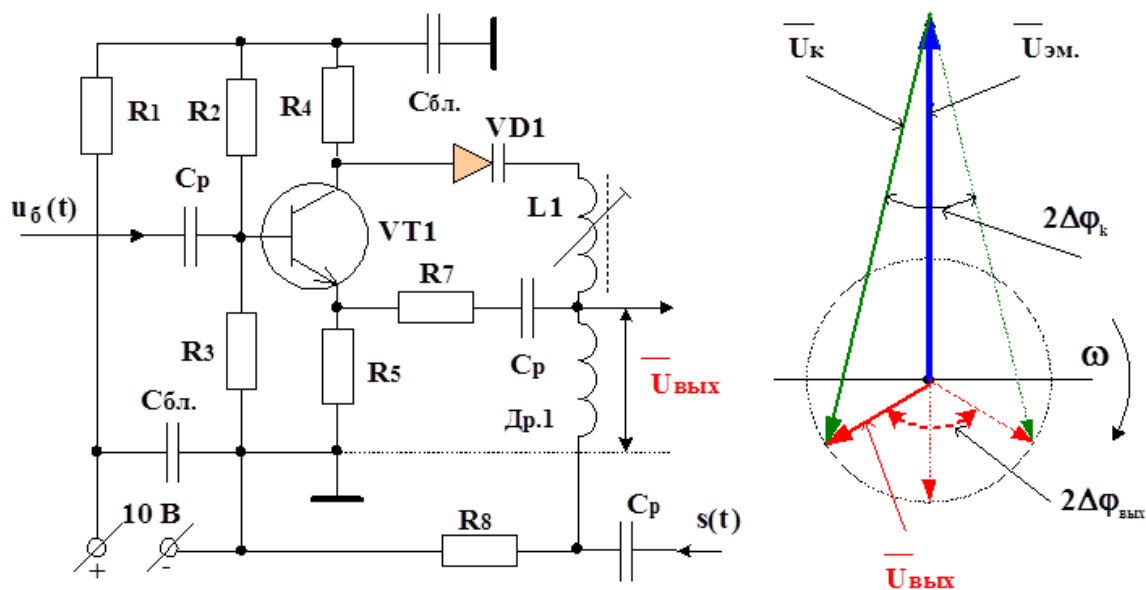
значение индекса модуляции, т.е. (1 – 1.5) радиана. К недостаткам – большая схемотехническая сложность.

Более простым является фазовый модулятор, выполненный на основе пара фазного усилителя. Два сигнала снимаются с эмиттера и коллектора пара фазного усилителя и далее суммируются на общей нагрузке. Сигнал, снимаемый с коллектора, подается в точку суммирования через последовательный контур, перестраиваемый варикапом, с эмиттера – через резистор. Для нормальной работы необходимо выполнить условие

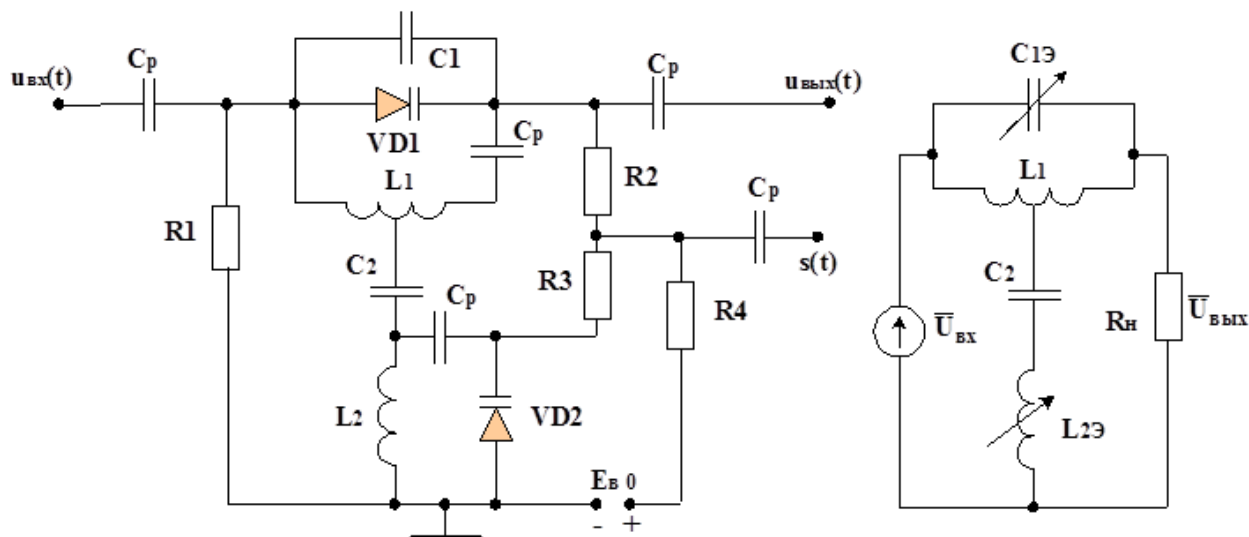
$$U_{mk} > U_{mэм} \text{ на } (10-15)\%.$$

Благодаря изменению модуля сопротивления последовательного контура, суммарный сигнал на выходе практически не меняется по амплитуде, но

меняется по фазе. Максимальное значение $\Delta\varphi_{max}$ достигает $\pi/2$, т. е. 1.57 радиана. Глубина паразитной АМ обычно не превышает 10%.



Фазовый модулятор на основе Т – образного управляемого фазовращателя показан на рисунке. Его достоинством является постоянство модуля коэффициента передачи в полосе, занимаемой сигналом, и возможность изменения фазы выходного сигнала ± 1.5 радиана при высокой линейности СМХ.



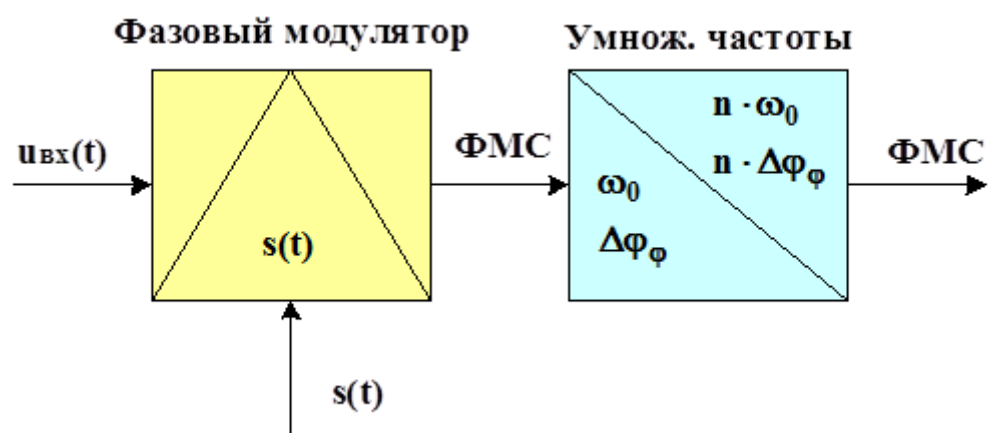
Для нормальной работы такого фазового модулятора необходимо выполнить следующее условие

$$R_H = \sqrt{L_1 C_{13}} = \sqrt{L_{23} C_2}.$$

При этом $|\dot{k}_u| = 1$ и $\bar{U}_{BX} = \bar{U}_{ВЫХ}$.

Однако на практике фазовый модулятор на основе Т – образного управляемого фазовращателя применяется редко из-за большой нелинейности зависимостей емкости и индуктивности от емкостей варикапа и управляющего напряжения на варикапах, что приводит к большой нелинейности СМХ модулятора.

Все приведенные типы фазовых модуляторов имеют ограничения по максимальному значению индекса модуляции. Вместе с тем, требования ГОСТ и других нормативных материалов по величине индекса модуляции могут превышать возможности фазовых модуляторов. По этой причине фазовые модуляторы часто работают совместно с последующим блоком умножения частоты, что позволяет довести величину индекса модуляции до требуемого значения.



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)

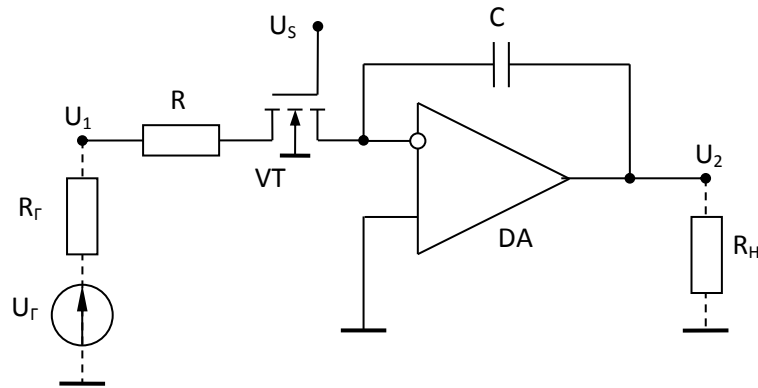
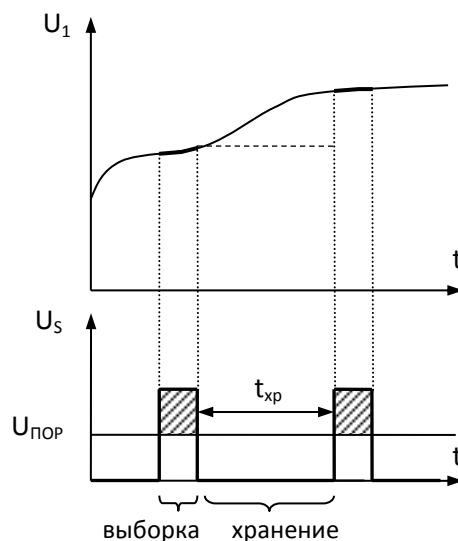


Схема собрана на инвертирующем интеграторе. Начальные условия устанавливаются входным сигналом. U_s – напряжение установки выборки.

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

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:

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

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

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

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

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

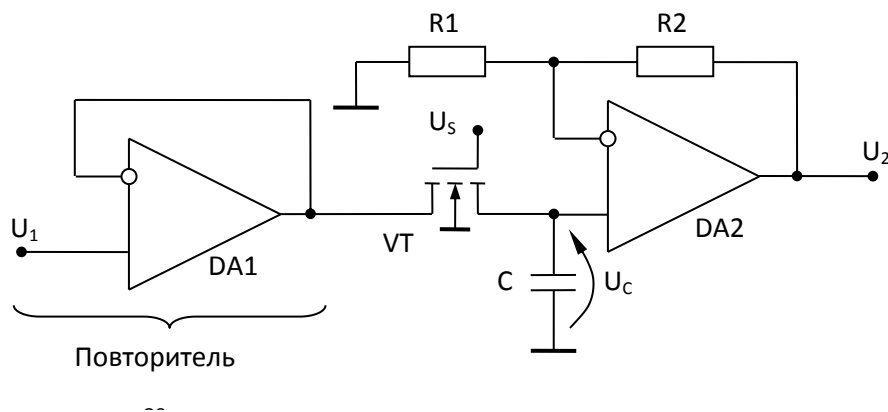
Для снижения погрешности нужно:

- 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:

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

- Режим выборки.

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

$$\tau_{3AP} = (R_{BbLX}^{OY} + R_i) \cdot C = R_i \cdot C,$$

где τ_{3AP} - время заряда конденсатора.

Длительность отпирающего импульса U_s :

$$t_s > 3 \div 5 \cdot \tau_{3AP}.$$

Выходное напряжение повторяет напряжение на конденсаторе с коэффициентом передачи ОУ:

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

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

- 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} .

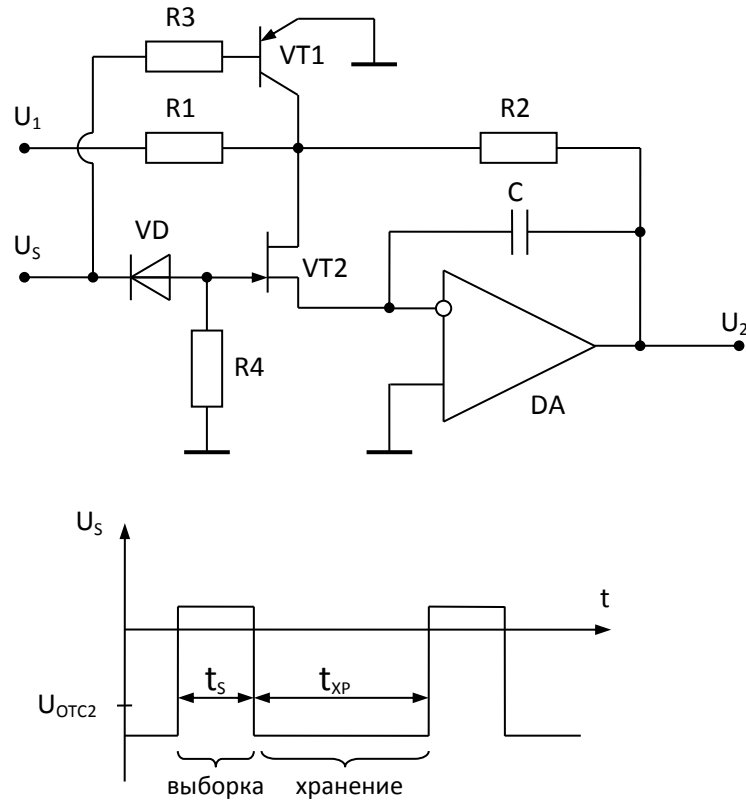
2) Динамическая ошибка. Возникает за счет того, что за время $3 \div 5 \cdot \tau_{3AP}$ конденсатор не полностью заряжается, а, следовательно, величина не полностью запоминается: $\Delta U_{2д}$.

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_{VT} , 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:

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

Схема оптимальна по простоте и по качеству.

Порядок проектирования

Исходные данные: $U_{1\max}, \left. \frac{dU_1}{dt} \right|_{\max}, t_{XP\max}, t_{S\min}, U_S, \delta U_2, K_U^{OC}$.

1. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

$$a) |U_o| \geq U_{2\max};$$

$$б) I_\alpha \rightarrow 0;$$

$$в) K_U > \frac{10}{K_U^{OC}};$$

$$г) f_{CP} \gg f_{BX\max}.$$

2. Определение сопротивления R2:

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

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

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:

$$\underbrace{\min \left\{ \frac{t_{S\min} \cdot \delta U_2 \cdot |K_U^{OC}| \cdot R1}{R_{BbIX}^{OY} \cdot R2}; \frac{R1 \cdot U_o}{R2 \cdot R_{BbIX}^{OY} \cdot \left(\frac{dU_1}{dt} \right)_{\max}} \right\}}_{\text{для минимизации динамической ошибки}} > C > \underbrace{\frac{I_{BX} \cdot t_{XP\max}}{\delta U_2}}_{\text{для минимизации статической ошибки}}.$$

5. Выбор транзистора VT2:

$$a) f_{ГР} > \frac{(3..5)}{2\pi \cdot t_{S\min} \cdot \delta U_2};$$

$$б) U_{СИ\text{ доп}} > U_{1\max} \cdot |K_U^{OC}|.$$

6. Выбор диода VD:

$$a) U_{OБР} > U_S^1;$$

$$б) t_{ВОСТ} \ll t_S \cdot \delta U_2.$$

7. Определение сопротивления R4:

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

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

8. Выбор транзистора VT1

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

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

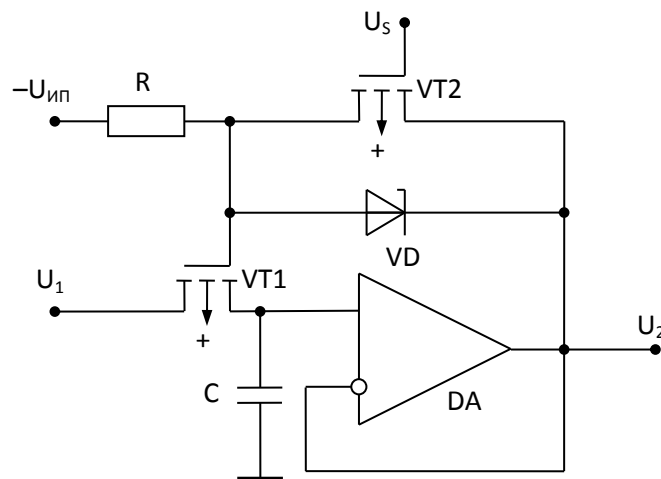
$$в) f_{ГР} > \frac{1}{t_{Smin} \cdot \delta U_2}.$$

9. Определение сопротивления R3:

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

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.

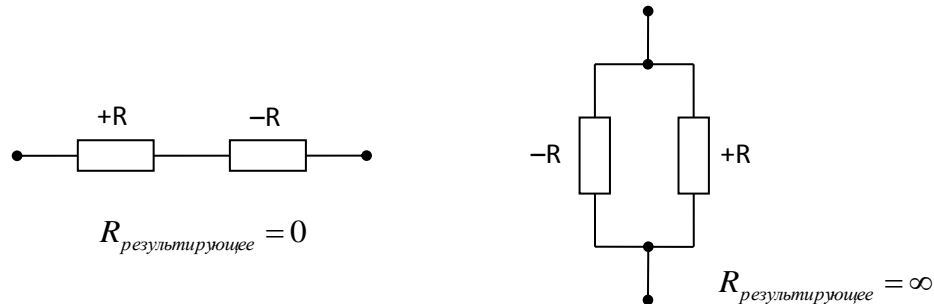
В режиме хранения на затвор транзистора VT2 подаётся отпирающий импульс, напряжение между стоком и истоком транзистора VT2 при этом почти нулевое, а, следовательно, напряжение между истоком и затвором транзистора VT2 также почти нулевое. Транзистор VT1 – запирается.

15.1 Конверторы отрицательных сопротивлений

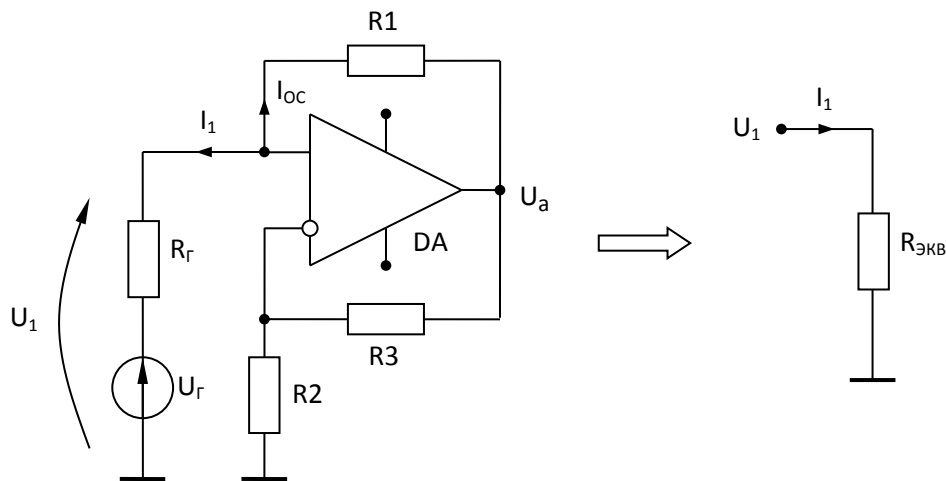
Задачей таких конверторов является получение перемены знака, т.е. получение отрицательного активного сопротивления и отрицательного реактивного сопротивления.

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:

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{U_1}{I_1},$$

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

$$I_1 = I_{oc} = \frac{U_1 - U_a}{R1},$$

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

$$\begin{aligned}
 U_a &= U_1 \cdot \left(1 + \frac{R3}{R2}\right), \\
 \Rightarrow I_1 &= I_{oc} = U_1 \cdot \left(-\frac{R3}{R1 \cdot R2}\right) \\
 \Rightarrow R_{\text{ЭКВ}} &= -\frac{R1 \cdot R3}{R2}.
 \end{aligned}$$

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 $K_U^{oc} = 1 + \frac{R3}{R2}$, тем больше напряжение U_a . Таким образом, чем больше коэффициент преобразования $\frac{R3}{R2}$, 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: $|U_a| = |U_o^{+(-)}|$.

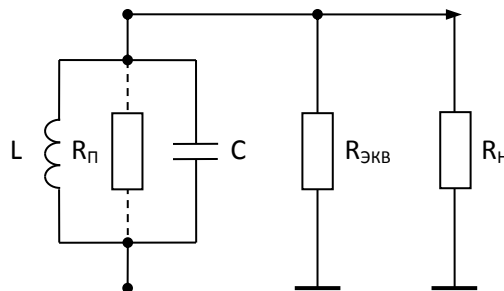
Чтобы данная схема была устойчивой и не превратилась в триггер, необходимо, чтобы ООС была глубже, чем ПОС. Для этого должно выполняться условие:

$$\beta^- = \frac{R2}{R_f + R3} > \beta^+ = \frac{R_f}{R_f + R1}.$$

Отсюда следует $\boxed{\frac{R1}{R_f} > \frac{R3}{R2}}$ – 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: $R_{\text{ПОТ}}$.



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:

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

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

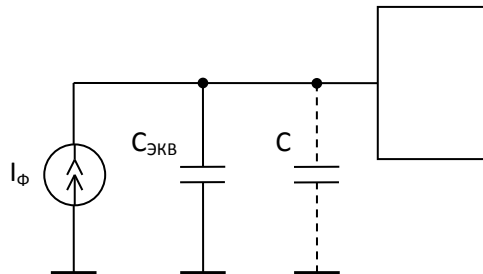
Таким образом, мы можем получить отрицательную индуктивность. Реально такую индуктивность практически нельзя реализовать.

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

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

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

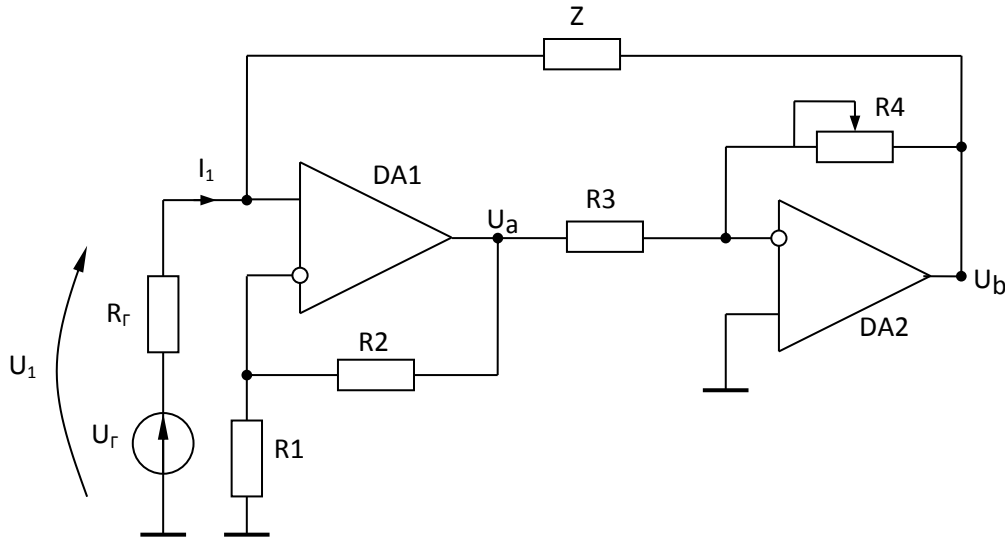
Приведем пример использования такой ёмкости. Пусть есть источник – оптический датчик:



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: $U_b = U_a \cdot K_2 = U_1 \cdot K_1 \cdot K_2$,

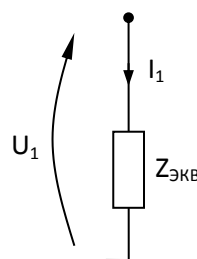
где

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

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

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

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

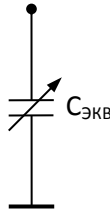


Рассмотрим несколько реализаций:

- Заменим сопротивление R емкостью C . В этом случае:

$$z = X_C = \frac{1}{j\omega C} \Rightarrow z_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{j\omega \cdot C \cdot \underbrace{\frac{R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3}}_{C_{\text{ЭКВ}}}}.$$

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



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

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

Тогда:

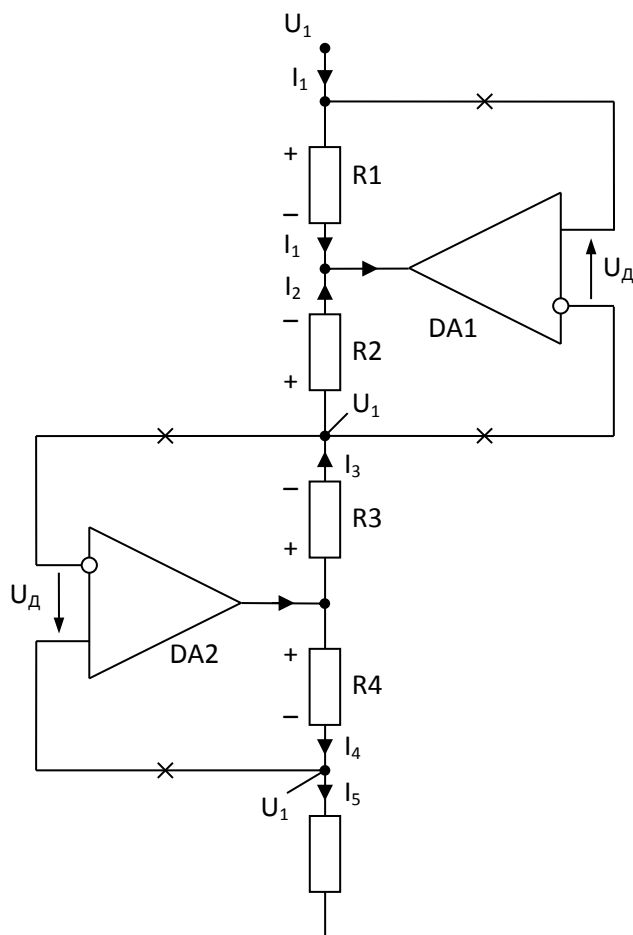
$$z_{ЭКВ} = \frac{1}{j\omega \cdot C \cdot \frac{R2 \cdot R4}{R1 \cdot R3}} = j\omega \cdot C \cdot \underbrace{\frac{R \cdot R1 \cdot R3}{R4}}_{\downarrow L_{ЭКВ}}.$$

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: $U_{\text{д}} = 0$.

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

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

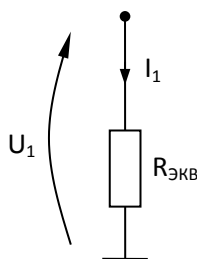
Тогда $I_2 = I_3$, $I_4 = I_5$.

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

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

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

Эквивалентный двухполюсник:




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

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

Рассмотрим несколько реализаций:

- Заменим сопротивление $R4$ емкостью C . В этом случае:

$$z_{\text{ЭКВ}} = j\omega \cdot C \cdot \underbrace{\frac{R1 \cdot R3 \cdot R5}{R2}}_{L_{\text{ЭКВ}}}$$


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

Для устойчивости схемы должны выполняться два условия:

$$1) \beta_1^- = \frac{R2}{R2 + R3} > \beta_1^+ = \frac{R_r}{R_r + R1}.$$

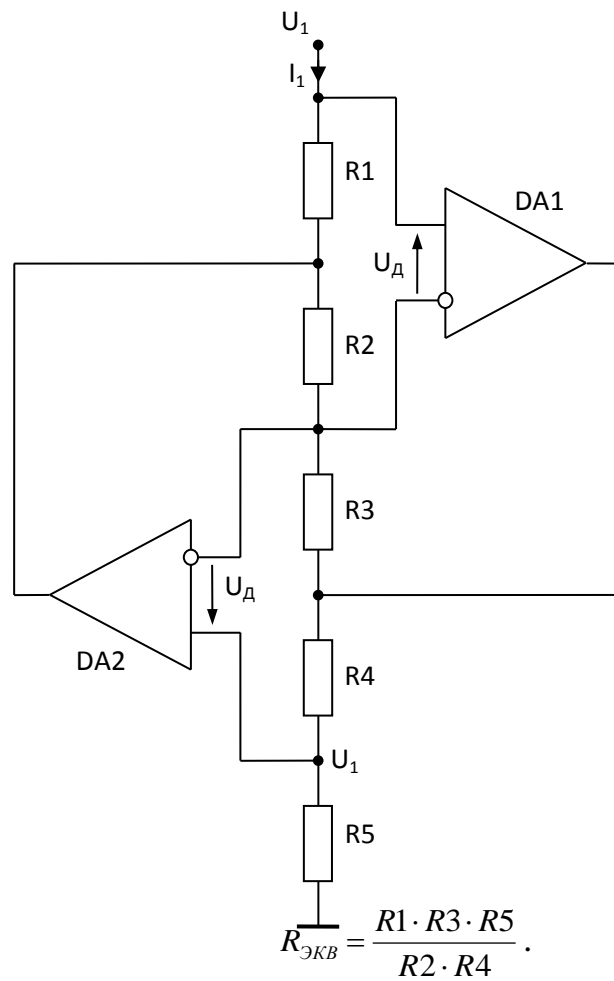
Отсюда $\boxed{\frac{R1}{R_r} > \frac{R3}{R2}}$ – первое условие устойчивости схемы.

ООС должна быть глубже, чем ПОС.

$$2) \beta_2^- = \frac{R2}{R2 + R3} > \beta_2^+ = \frac{R5}{R4 + R5}.$$

Отсюда $\boxed{\frac{R4}{R5} > \frac{R3}{R2}}$ – второе условие устойчивости схемы.

Второй тип гираторов:



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

16. Усилители мощности (УМ)

Для них важними параметрами являються:

- мощность, потребляемая от источника питания $P_{пот}$;
- мощность, выделяемая на нагрузке Γ_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.

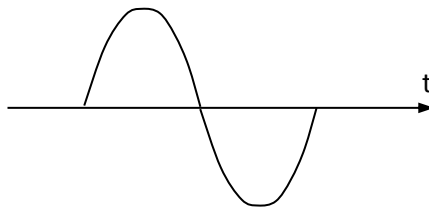
Режим малого сигнала характерен тогда, когда параметры схемы остаются практически постоянными, изменяются меньше чем на 50% (фактически линейная система). Тогда параметры условно можно считать постоянными, они мало изменяются.

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

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

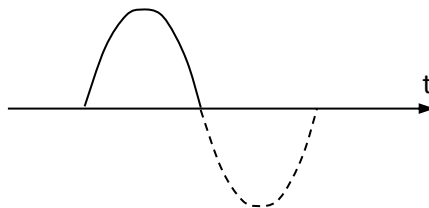
❖ Если в процессе работы усилительный элемент остается открытым всё время, то это режим класса А.

Угол отсечки: $\theta = 180^\circ$.



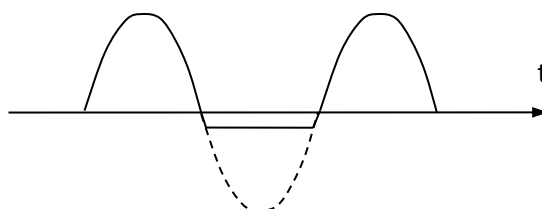
❖ Если в процессе работы усилительный элемент работает полупериода, а полупериода – в отсечке, то это режим класса В.

Угол отсечки: $\theta = 90^\circ$.



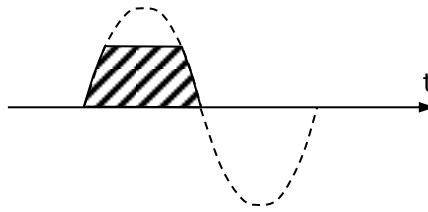
❖ Если в процессе работы усилительный элемент работает промежуточно, то это режим класса АВ.

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



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

Угол отсечки: $\theta < 90^\circ$.



❖ 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.

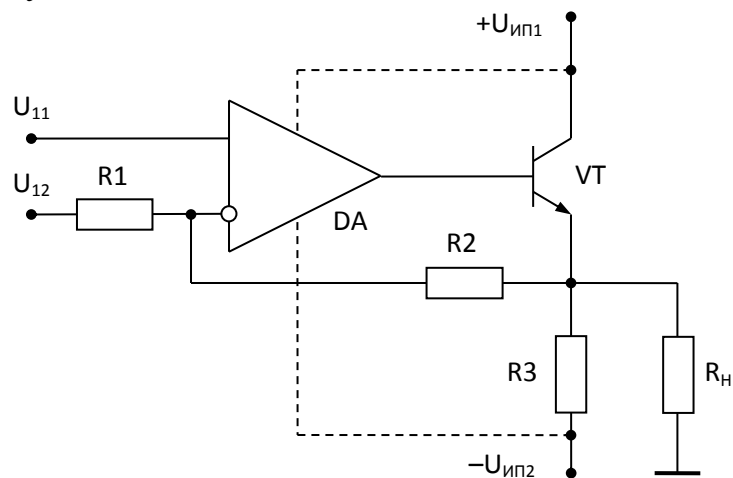
16.1 УМ класса А

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:

- габариты;
- искажения сигнала.

В качестве гальванической развязки можно также использовать оптрон.

Рассмотрим схему:



1) 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:

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

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 .

2) 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:

$$K_U^{oc} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

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 R_3 .

Если на вход подаём синусоидальный сигнал, то:

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

Если при этом $R_3 = R_H$, то $P_{H\max} = \frac{U_{III}^2}{8 \cdot R_H}$. Мощность, потребляемая от источника питания: $P_0 = 2 \cdot \frac{U_{III}^2}{R_H}$.

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

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

Средний ток через каскад остаётся постоянным:

$$P_0 = 2 \cdot U_{III} \cdot I_{КСР}.$$

$I_{КСР}$ 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:

$$P_K = U_{\text{ип}} \cdot I_{K \text{ CP}} = \frac{U_{\text{ип}}^2}{2 \cdot R_H} = 4 \cdot P_{H \max} .$$

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.

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

Порядок проектирования

Исходные данные:

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

1. Выбор источника питания ИП:

$$U_{\text{ип1}} = |-U_{\text{ип2}}| \geq 2 \cdot U_{H \max} \rightarrow 5; 6.3; 9; 12.6; 15; 27 .$$

2. Определение сопротивления R3:

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

Мощность:

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

3. Выбор транзистора VT:

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

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

$$в) \quad U_{KЭ \text{ ДОП}} > U_{H \max} + U_{\text{ип}};$$

$$г) \quad f_{ГР}^{OK} > f_{B.GP.} .$$

Мы рассматриваем схему с общим коллектором.

4. Выбор ОУ:

Рассмотрим ограничения:

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

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

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

$$г) \quad f_{CP} \gg f_{B.ГР}.$$

5. Определение сопротивления R2:

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

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

6. Определение сопротивления R1:

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

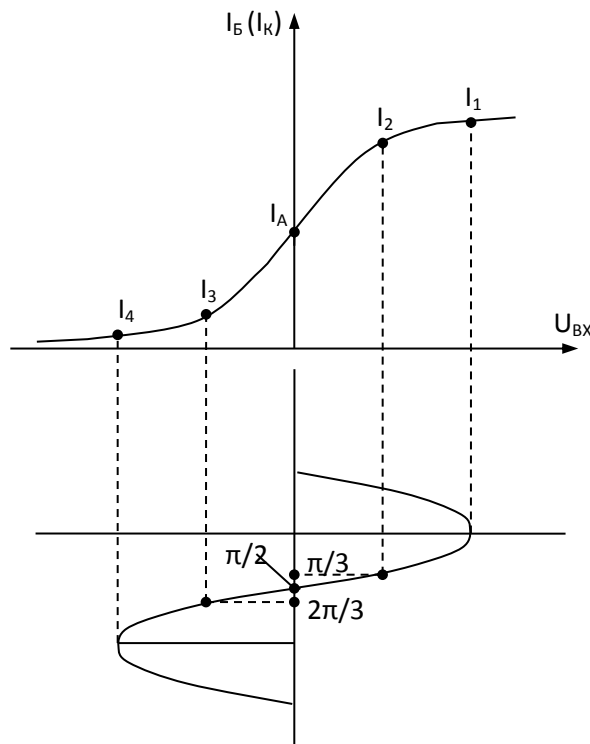
$$2. \quad R1 = \frac{R2}{|K_U^{OC}|} \rightarrow ДСТУ$$

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

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:

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

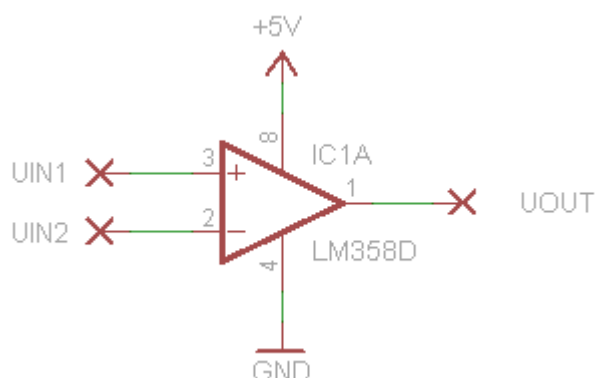
а затем делим на глубину ОС и получаем ε^{OC} :

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

40 Аналогові компаратори

Аналоговый компаратор

Аналоговый компаратор – это устройство, предназначенное для сравнения двух сигналов. Простейшая схема компаратора может быть построена на операционном усилителе без обратной связи. На один из входов операционного усилителя подается известное опорное напряжение, на другой – сравниваемый аналоговый сигнал, например сигнал с датчика.



Разберем, как работает эта схема.

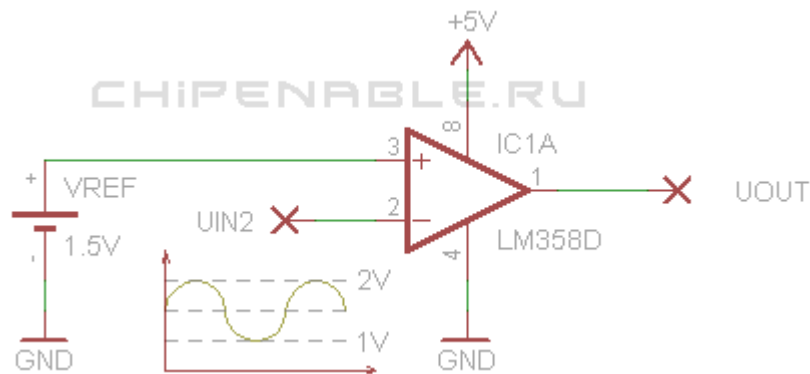
Поведение операционного усилителя без обратной связи описывается уравнением:

$$U_{out} = (U_{in1} - U_{in2}) * G$$

где U_{out} – напряжение на выходе операционного усилителя, U_{in1} – напряжение на неинвертирующем входе, U_{in2} – напряжение на инвертирующем входе, G – коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи.

В инженерных расчетах коэффициент усиления идеального операционного усилителя (G) обычно принимается равным бесконечности. Мы возьмем реальный операционный усилитель - LM358. Его коэффициент усиления равен приблизительно 100000.

Подадим на неинвертирующий вход усилителя опорное напряжение в 1.5 вольт, а на инвертирующий вход синусоидальный сигнал амплитудой 1 вольт и постоянной составляющей 1.5 вольт.



По приведенной выше формуле рассчитаем выходное напряжение операционного усилителя для двух случаев.

1) $U_{in2} < U_{in1}$ на 1 мВ

$$U_{out} = (U_{in1} - U_{in2}) * G = 1 \text{ мВ} * 100000 = 100 \text{ В}$$

2) $U_{in2} > U_{in1}$ на 1 мВ

$$U_{out} = (U_{in1} - U_{in2}) * G = -1 \text{ мВ} * 100000 = -100 \text{ В}$$

Это в теории, на практике выходное напряжение операционного усилителя естественно не может выйти за пределы питающих напряжений. Реальное выходное напряжение операционного усилителя в этих случаях будет равно его положительному $+U_{sat}$ или отрицательному напряжению насыщения $-U_{sat}$ (saturation - насыщение).

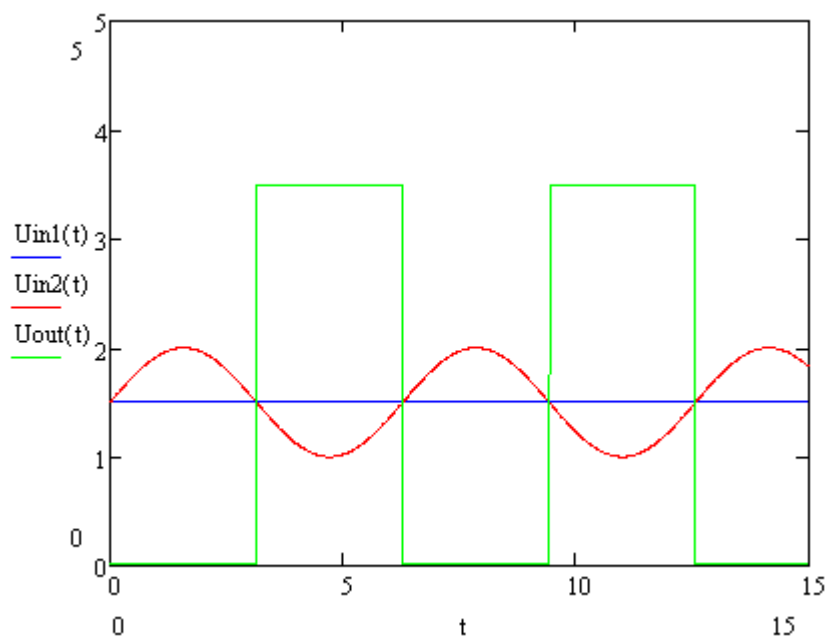
У большинства операционных усилителей, включая и LM358, положительное и отрицательное напряжение насыщения при однополярном питании равно $V_{cc} - (1..2)$ и 0 Вольт соответственно, где V_{cc} – это напряжение питания. Также существуют операционные усилители, у которых выходное напряжение насыщения практически равно напряжению питания (rail-to-rail усилители). Да, и не забудь, что на выходное напряжение усилителя оказывает влияние нагрузка. Низкоомная нагрузка на выходе усилителя будет уменьшать его выходное напряжение.

С учетом выше сказанного:

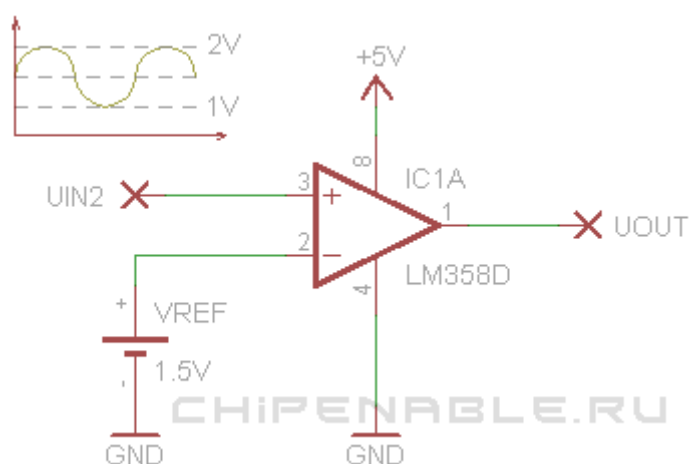
$$1) U_{out} = \sim V_{cc} - 1.5 = 5 - 1.5 = 3.5 \text{ В}$$

$$2) U_{out} = \sim 0 \text{ В}$$

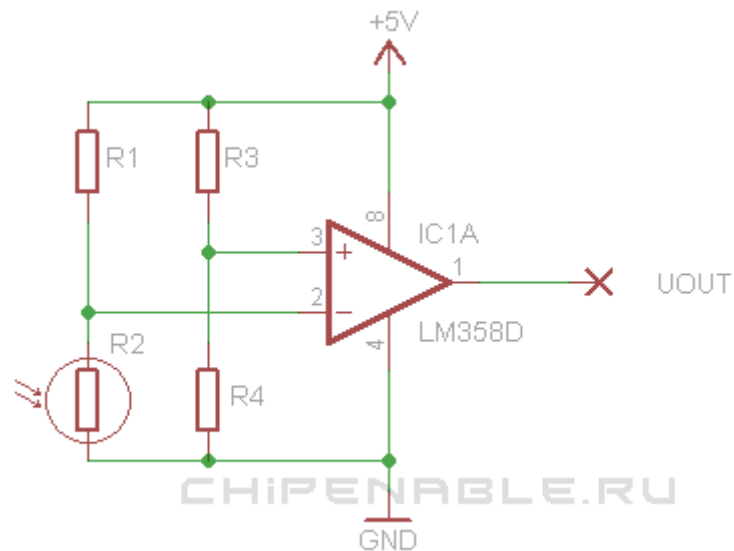
То есть пока входной сигнал меньше опорного - на выходе операционного усилителя будет положительное напряжение насыщения. Как только входной сигнал превысит опорный – выходное напряжение операционного усилителя станет равно нулю.



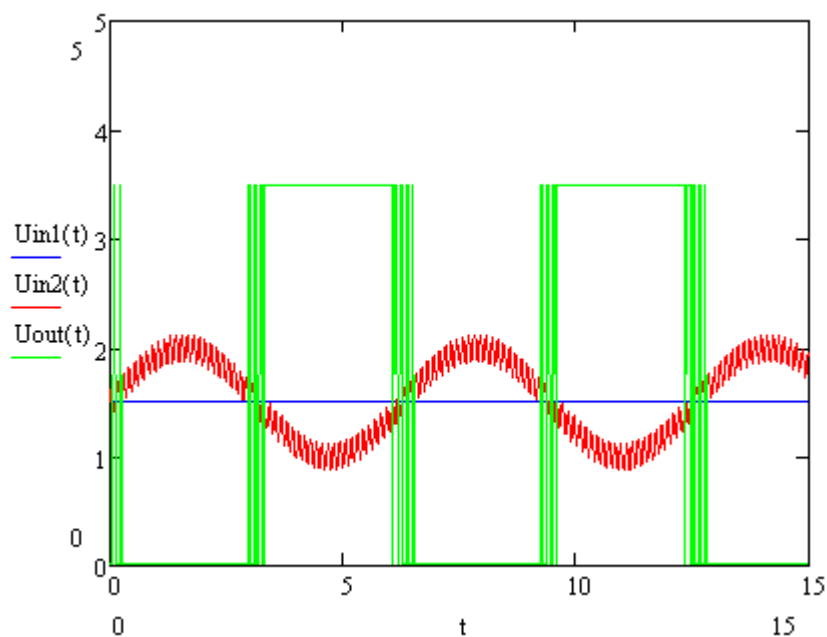
Описанная схема представляет собой инвертирующий компаратор. Если мы поменяем источники напряжения местами, то получим неинвертирующий компаратор. Попробуй самостоятельно разобраться, как при этом поведет себя схема.



Компаратор можно использовать для обработки сигналов датчиков. Например, на компараторе можно построить простой датчик освещенности.



К сожалению, такая схема компаратора обладает существенным недостатком. При подаче на вход усилителя зашумленного сигнала, на выходе будут наблюдаться многократные переключения напряжения. Если выход операционного усилителя управляет электромагнитным реле, такое поведение схемы вызовет подгорание контактов реле.



Для устранения этих колебаний в схему добавляют управляемую положительную обратную связь.

17.2 Види 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;
 $p = j\omega \left(\begin{matrix} j = \sqrt{-1}, \\ \omega = 2\pi \cdot F \end{matrix} \right)$ — 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.

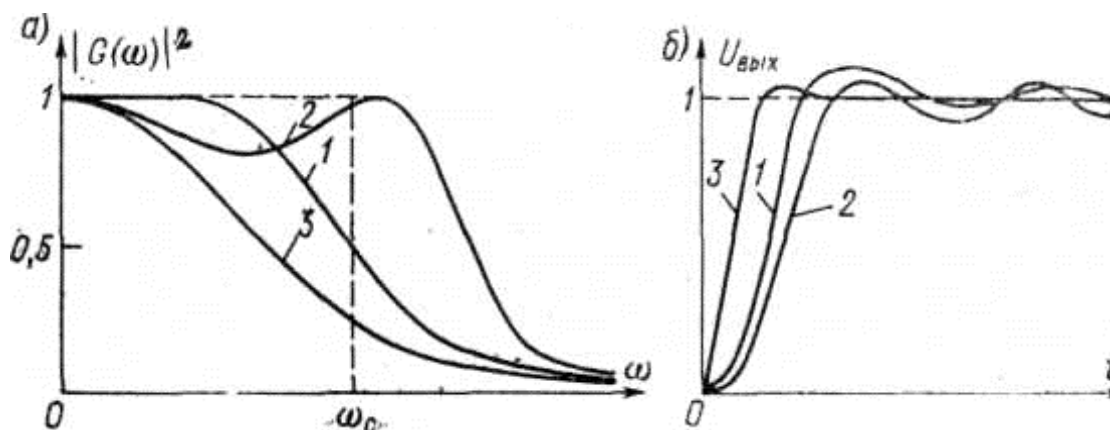


Рис. 2. Амплитудно-частотные (а) и переходные (б) характеристики различных фильтров нижних частот: 1-Баттерворта, 2 – Чебышева, 3 – Бесселя.

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.

❖ 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 $\omega = \omega(b_n)^{-1/2n}$, 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.

❖ 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.

❖ 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 характер, 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 ус-

танавливается 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.

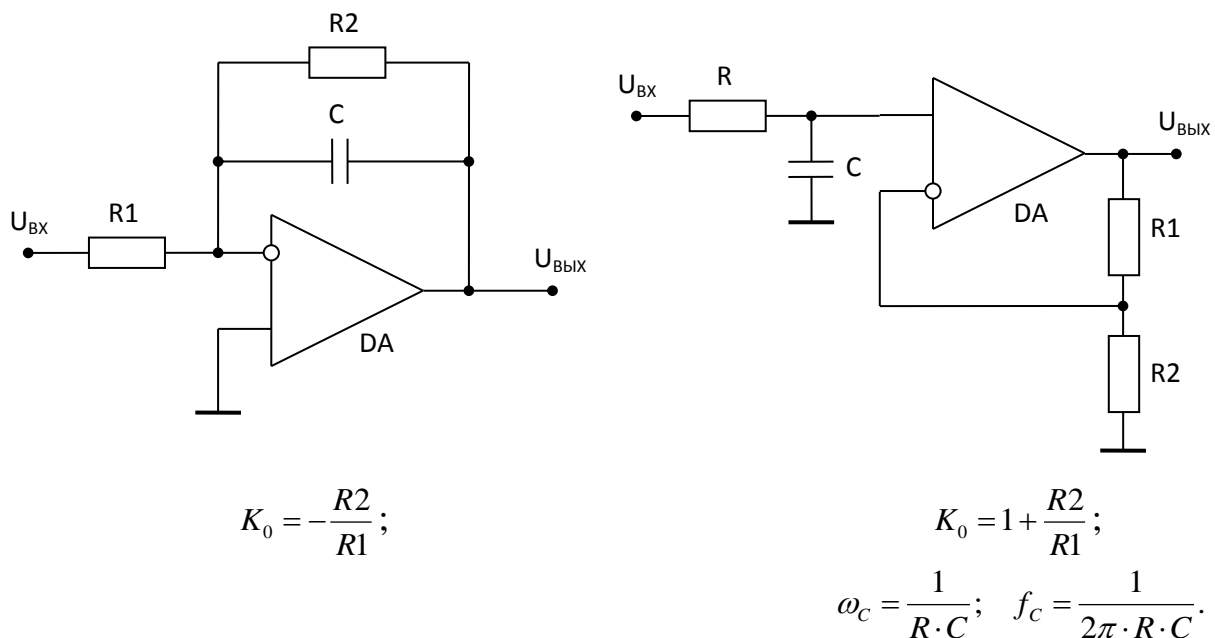


Рис.3. Звенья первого порядка.

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:

$$K(S) = \frac{\alpha}{1 + \omega_c [C_1 \cdot (R_1 + R_2) + (1 - \alpha) \cdot R_1 \cdot C_2] \cdot S + \omega_c^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot S^2}.$$

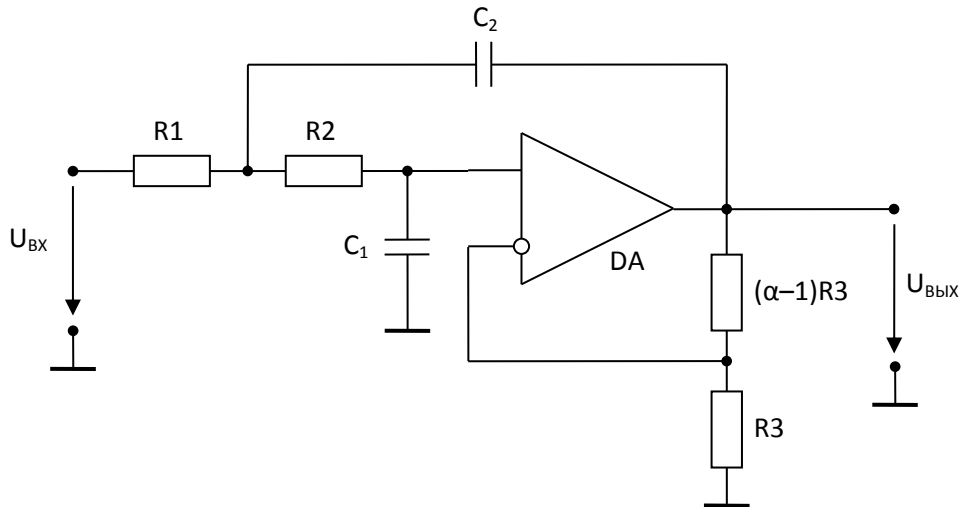


Рис.4. Активный фильтр нижних частот второго порядка структуры Саллена-Ки.

Выбирают $R_4 \parallel R_3 = R_1 + R_2$, тогда:

$$K_0 = 1 + \frac{R_4}{R_3},$$

$$\tau_1 = R_1 \cdot C_1,$$

$$\tau_2 = R_2 \cdot C_2.$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}}.$$

Расчеты можно упростить, положив $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, тогда:

$$\tau_1 = \tau_2 = R \cdot C,$$

$$K_U(p) = \frac{K_0}{p^2 \tau^2 + p \tau (3 - K_0) + 1},$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}.$$

Поменяв местами сопротивления и конденсаторы, получим фильтр верхних частот (рис. 5).

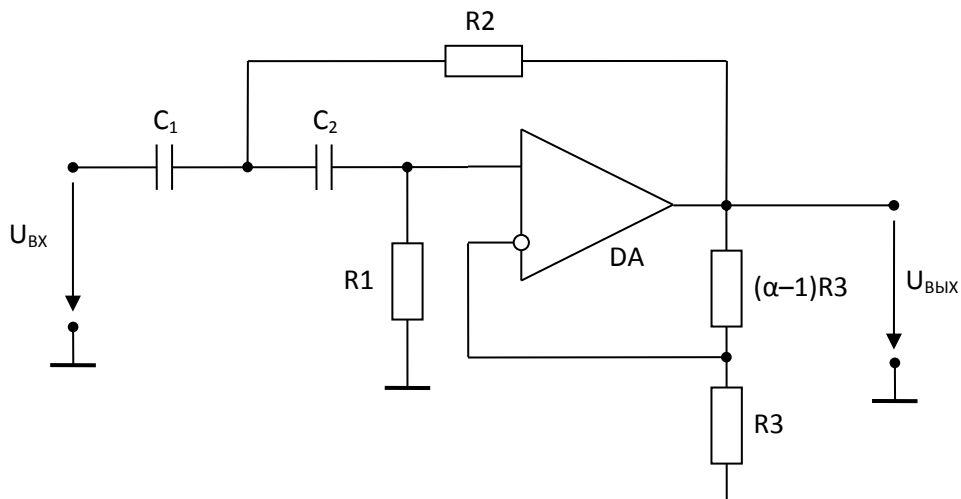


Рис. 5. Активный фильтр верхних частот второго порядка структуры Саллена-Ки.

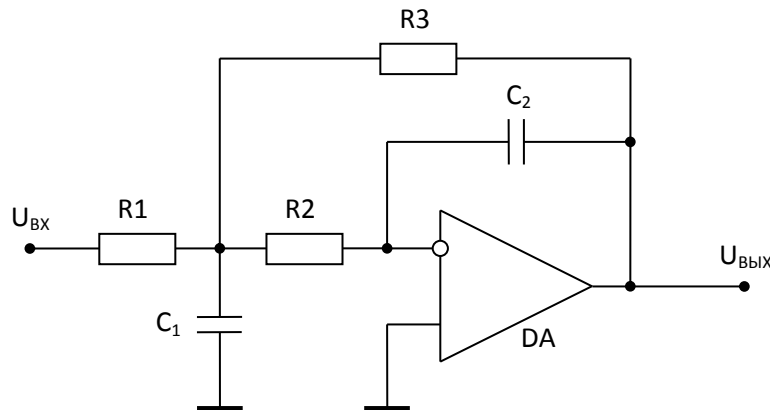


Рис.6. Активный фильтр нижних частот второго порядка структуры Рауха.

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:

$$K_U(p) = \frac{K_0}{p^2 K_0 \tau_1 \tau_2 + p \tau_2 \left(K_0 + \frac{R2 + R3}{R2} \right) + 1},$$

$$K_0 = -\frac{R3}{R1},$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R1 \cdot C1 \cdot R2 \cdot C2}}.$$

Расчеты можно упростить, положив $R1 = R2 = R$ и $C1 = C2 = C$, тогда:

$$\tau_1 = \tau_2 = R \cdot C,$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}.$$

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 $K_0 = -\frac{R3}{R1 + R4} = -\frac{R3}{2 \cdot R}$, если $R1 = R2 = R4 = R$ (рекомендуется принимать одинаковые сопротивления резисторов).

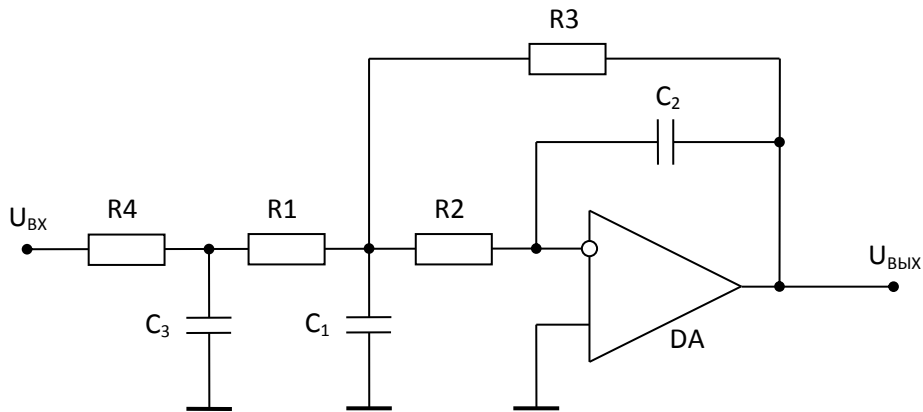


Рис.7. Активный фильтр нижних частот третьего порядка структуры Пауха.

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:

$$a) \quad f_{c.oy} \gg f_{c.\phi} ;$$

$$б) \quad K_{Uoy} \gg K_{0\phi} ;$$

$$в) \quad U_o^+ \geq U_{2\max} .$$

4. Выбор резисторов схемы:

Резисторы в схеме должны удовлетворять неравенствам:

$$R_{\min} > 10 \cdot R_{\text{вх ОУ}} ,$$

$$R_{\max} > \frac{R_{\text{вх ОУ}}}{10} .$$

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