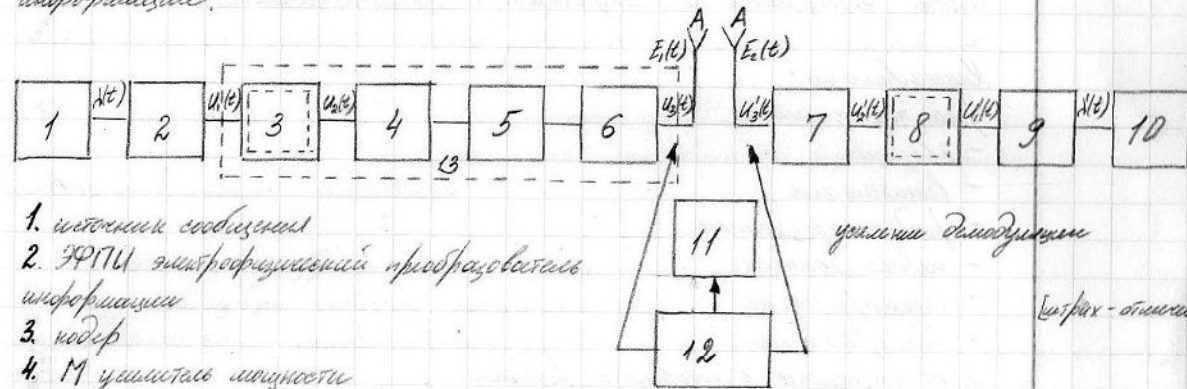


Радиоприемные устройства - составная часть любой радиотехнической системы.

Радиотехнические системы (РТС) подразделяются на системы, которые осуществляют прием и передачу информации, приемники без информации (радиоприемники) производят прием и передачу информации.



1. источник сообщения
2. ЭФПЦ микропроцессорный преобразователь информации
3. декодер
4. М усиливает мощность
5. ЗГ задающий генератор
6. УМ усиливает мощность
7. РПУ радиоприемное устройство
8. демодер
9. ЭФПЦ обратный микропроцессорный преобразователь информации
10. командное устройство (получение сообщения)
11. канал
12. воздействует на канал
13. радиопередающее устройство РПДУ

Определение и задачи радиоприемных устройств.

Радиоприемные устройства (РПУ) называются системами из узлов и блоков, с помощью которых решаются следующие задачи:

- 1) преобразование электромагнитного поля сигнала в электрический сигнал и осуществление пространственной и поляризационной селективности. Это осуществляется антенной, которая часто является отдельным устройством, конструктивно не связанной с РПУ.
- 2) выделение (селекция) полезного сигнала из совокупности всех сигналов и помех, действующих на входе антенны; в основном используется частотная селекция (избирательность по частоте).
- 3) усиление принимаемых сигналов до уровня, необходимого для

привычной работы детектора (демодулятора) и оконного устройства; в приемнике используется детекторное устройство, которое производится на высокой частоте, и демодуляторное - на низкой частоте.

- 4) Детектирование или преобразование высокочастотного модулированного сигнала в низкочастотный сигнал, соответствующий модулирующему напряжению; которое в свою очередь соответствует передаваемому сообщению
- 5) обработка принятых сигналов с целью ослабления вредных воздействий помех собственного и внешнего происхождения.

Классификация:

1. по назначению

- слуховые
- визуальные
- радиолокационные
- навигационные
- телеграфические
- радиосвязные

2. по сигналам, с которыми работают

- непрерывные
- дискретные (импульсные) сигналы.

3. по элементной базе

- ламповые
- транзисторные
- микропроцессорные

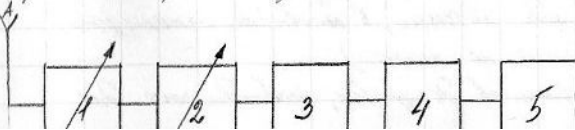
4. по применению

- переносные
- стационарные

5. по структурной схеме

- приемники прямого усиления (без преобразования)
- супергетеродина приемники
- супергетеродина приемники и др. (серийные, специализированные, бытовые, профессиональные)

Типы структурных схем приемников и построение приемников.
Приемник прямого усиления.



1. ВЧ входная цепь - вызывает антенну со входом первого каскада приемника и обеспечивает частотную селекцию сигналов

2. УРЧ усищает радиочастоты - многокаскадный усилитель; обеспечивающий детекторное устройство и вместе с входной цепью селекцию ВЧ и УРЧ называют линейной цепью или линейным трактом приемника.

3. Д детектор или демодулятор - минимальное устройство, в котором происходит преобразование типа сигнала

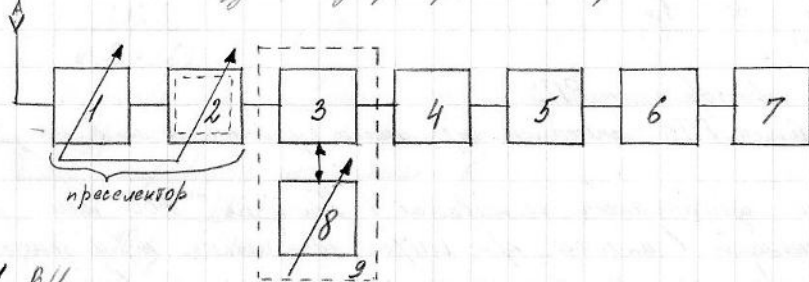
4. УНЧ усищает низкой частоты

5. ОУ оконное устройство, которое зависит от назначения приемника.

Приемники прямого усиления имеют низкую чувствительность и избирательность в широком частотном диапазоне; имеют нестабильные характеристики. Достоинства: простое и компактное

Супергетеродина и суперпрегетеродина приемники практически не используются из-за высокой нестабильности характеристик, низкой чувствительностью и избирательностью.

В основном используются супергетеродина приемники.



1. ВЧ

2. УРЧ

3. смеситель

4. УИЧ усищает промежуточной частоты

5. Д

6. УНЧ

7. ОУ

8. гетеродин

9. преобразователь частоты (супергетеродина)

Преобразование частоты, состоящий из гетеродина и смесителя, который переводит на более низкую частоту, на которой и происходит основное детекторное усиление.

Частота на выходе преобразователя частоты - одно из возможных комбинационных частот.

При воздействии сигнала и сигнала на преобразователь частоты на выходе получается комбинация частот.

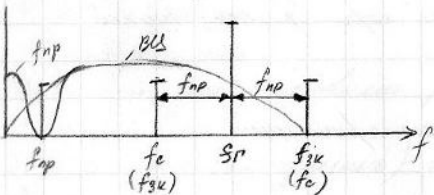
$$f_{\text{вых}} = |n f_r \pm m f_c|$$

Одна из этих частот является промежуточной, на ней происходит усиление.

Промежуточная частота необходима при преобразовании сигнала по радиочастотным диапазонам.

Ч.к. промежуточной частоты имеет чистоту сигнала, то усиление больше, получаемый дополнительный коэффициент усиления. Следовательно больше чувствительность такого приемника.

Недостатки: увеличение длины, наличие паразитных каналов приема (зеркальный канал, канал прямого прохода и др. каналы на част. интерференция)



$$f_{\text{пр}} = f_r - f_c$$

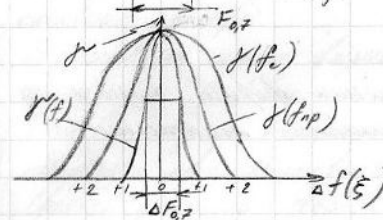
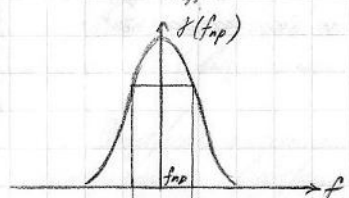
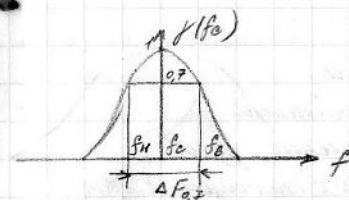
$$f_{\text{зк}} = f_c + 2f_{\text{пр}} \quad \text{для верх. вет.}$$

$$f_{\text{зк}} = f_c - 2f_{\text{пр}} \quad \text{для нижн. вет.}$$

Основные характеристики РЧУ:

1. чувствительность РЧУ - способность приемника работать по слабым сигналам. Количественно чувствительность оценивается в единицах $\text{min} \mu\text{В}$ или min мощности сигнала в антенне, при котором обеспечивается нормальная работа ОУ, при заданном отношении сигнал-шум на входе приемника или его микшной части - это расчетная чувствительность. Для сравнения приемников вводят понятие пороговой чувствительности, когда отношение сигнал-шум равно единице.
2. избирательность - это способность выделять полезный сигнал и ослабить мешающие сигналы с близкого ради. частот. В приемнике в основном частотная избирательность. Она зависит от амплитудно-частотной характеристики трактов высокой и промежуточной частоты.

Нормир. АЧХ. $\gamma(f) = \frac{|K(f)|}{|K(f_0)|}$



$$f = f(f_c) \cdot f(f_{\text{пр}})$$

Δf ширина разстройки
 ξ эквивалентная разстройка
 $\xi = Q \cdot \frac{\Delta f}{f_0}$

Избирательность зависит от прямоугольности АЧХ и количественно оценивается либо коэффициентом селективности

$$S_c = \frac{|K_0|}{|K(f_0 + \Delta f)|}$$

K_0 коэффициент передачи на центральной частоте

$K(f)$ коэффициент передачи на конкретной частоте, на которой определяется избирательность

$$S_c(\text{дБ}) = 20 \lg \frac{|K_0|}{|K(f_0 + \Delta f)|}$$

Избирательность также можно оценивать коэффициентом прямоугольности.

$$K_{\text{пр}, \text{дБ}} = \frac{\Delta F_{0,1}}{\Delta F_{0,7}} - \text{L} \text{ у идеальной характеристики I}$$

3. помехоустойчивость (определяется для каждого вида помех) - способность приемника обрывать прием и увеличивать информативность и заданной достоверностью при определенных видах сигналов и помех на входе приемника.

Для увеличения помехоустойчивости используются разные виды избирательности, а также вводятся оптимальные и субоптимальные структуры приемника, также используются специальные методы

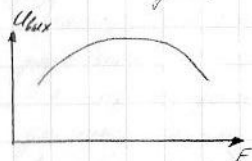
борьбы с помехами.

4. Допускается искажение воспроизводимого сигнала.

Искажения могут быть линейными и нелинейными.

Они зависят от показателя АЧХ и ФЧХ передатчика и приемника.

Искажение всего принятого сигнала характеризуется показателем "пробой вершины" - зависимость амплитудно-выходного сигнала от частоты модуляции.



Нелинейные искажения проявляются в нелинейной форме сигнала и возникают с помощью коэффициента нелинейных искажений.

$$K_{НИ} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}$$

$$K_{НИ} = \frac{P_2 + P_3 + \dots}{P_1}$$

5. Электромагнитная совместимость (ЭМС) - способность данного аппарата работать с теми же параметрами при работе других РТС, расположенных достаточно близко.

Но относительно и приемника это понятие имеет требования к уровню излучения излучения в эфир.

6. Динамический диапазон - это диапазон граничных уровней принятого сигнала, при котором обеспечивается нормальное качество приема.

Для увеличения динамического диапазона в приемниках вводится авто. регулировка усиления (АРУ).

7. Диапазон рабочих частот

8. Потребляемая от источника питания мощность для бортов - важно

9. наличие ручных и автоматических регулировок для стационарных - мощность

Конструктивно-тех. характеристики.

1. многобаритный показателям

2. надежность

3. стабильность и устойчивость характеристик

4. ремонтопригодность

5. технологичность процесса изготовления

6. серийность

7. стоимость

8. время разработки.

Шумы и чувствительность РТС

Чувствительность зависит от уровня принятого и определяется шумом (вынужденным и собственным).

Вынужденный шум приемника.

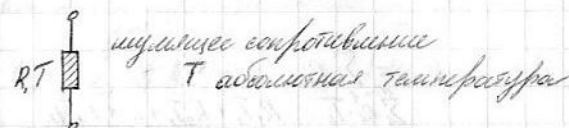
Источниками вынужденного шума являются пассивные цепи и активные приборы.

В пассивных цепях возникают тепловые шумы, в активных - тепловые и дробовые.

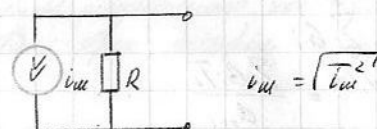
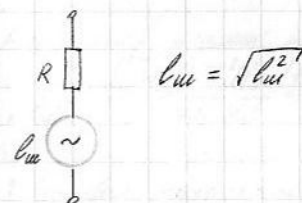
Тепловые шумы возникают за счет хаотического движения свободных носителей при температуре выше абсолютного нуля.

Среднее значение тока и напряжения теплового шума равно нулю.

Устойчивость теплового шума описывается дифференциалом среднего квадрата ЭДС ($\overline{E_{th}^2}$) или средним квадратом шума ($\overline{I_{th}^2}$)



Шумовое сопротивление может быть задано эквивалентом из шумового сопротивления и шумовой ЭДС.



Источники шумового тока.
 Источником шумового шума считается с помощью формулы:

$$i_{ш}^2 = 4k R_0 F_{ш}$$

$4kR$ спектральная плотность

$\Delta F_{ш}$ эквивалентная шумовая полоса

k постоянная Больцмана $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$

$$T_{ш}^2 = 4kTG \Delta F_{ш}$$

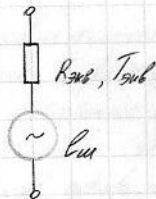
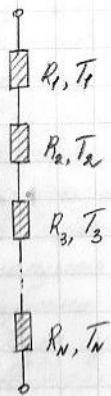
$$G = 1/R$$

$4kTG$ спектральная плотность шумового тока

Тепловой шум имеет равномерный спектр от очень низких частот до $10^{13} - 10^{14} \text{ Гц}$

Закон распределения у теплового шума нормальный, поэтому такой шум называется белым нормальным шумом (Белый, поскольку спектр очень большой)

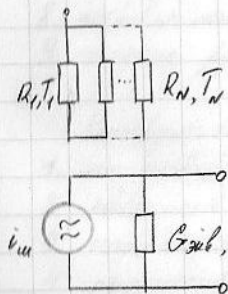
Определим шум в разв. цепях



$$R_{шл} = \sum_{i=1}^N R_i$$

$$T_{шл} = \frac{\sum_{i=1}^N R_i T_i}{\sum_{i=1}^N R_i} = \frac{R_1 T_1 + R_2 T_2 + \dots + R_N T_N}{\sum_{i=1}^N R_i}$$

$$= \frac{\sum_{i=1}^N R_i T_i}{R_{шл}}$$

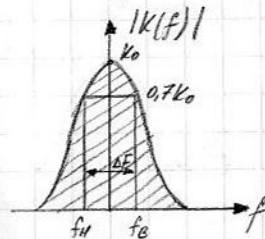


$$i_{ш}^2 = 4k T_{шл} G_{шл} \Delta F_{ш}$$

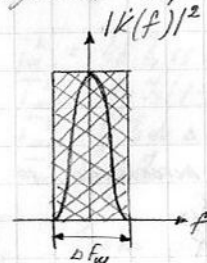
$$G_{шл} = G_1 + G_2 + \dots + G_N = \sum_{i=1}^N G_i$$

$$T_{шл} = \frac{G_1 T_1 + G_2 T_2 + \dots + G_N T_N}{\sum_{i=1}^N G_i} = \frac{\sum_{i=1}^N G_i T_i}{G_{шл}}$$

Дополнительная характеристика. 01.10.81



Возведем характеристику реального УРЧ в квадрат



Высота прямоугольника должна быть K_0^2

Площадь прямоугольника равна площади под реальной АЧХ.

Основание прямоугольника и есть шумовая полоса.

$$U_{ш}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} W_0 K_0(f)^2 df = W_0 \int_{-\infty}^{+\infty} K(f)^2 df$$

$$U_{шнр}^2 = W_0 \Delta F_{ш}$$

$$\Rightarrow \Delta F_{ш} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} K(f)^2 df}{K_0^2}$$

Если спектр шума неравномерен (шум не белый) $W(f)$

$$\Delta F_{ш} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} W(f) K^2(f) df}{W_0 K_0^2}$$

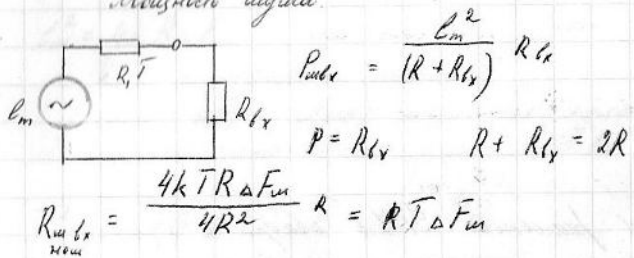
Шумовая полоса белого шума можно проинтегрировать и получить с виду константу

Для одиночного контура: $\Delta F_{ш} = 1,57 \Delta F_{0,7}$

Для трех-контуров: $\Delta F_{ш} = 1,1 \Delta F_{0,7}$

12.03.10

Мощность шума.



$$T_0 = 293 \text{ K}$$

$$R_{\text{ин}} = k T_0 \ln F_{\text{ин}}$$

полезная при изот.

Если нагрузка не согласована со сопротивлением источника, то годовой коэффициент полезного действия $\eta = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{с}} + R_{\text{н}}}$ будет меньше единицы. Максимальная полезная мощность $P_{\text{н}} = \frac{R_{\text{с}}}{4}$ достигается при согласовании нагрузки с сопротивлением источника, т.е. $R_{\text{н}} = R_{\text{с}}$.

Уzman активные приборы
транзисторы - пассивой и биполярной
В активном приборах (как в биполярных, так и в пассивных) есть шум
тепловой и дробового.

Дробовой мушкетер - три подмощенных источника питания

Интенсивность этого шума определялась формулой Шотке.

$$\bar{I}_{in}^2 = 29 \text{ J } \Delta F_{in}$$

Биполярный транзистор.

Источники шумов.

- 1) тотемные шумы за счет сопротивлений растительной базы

$$I_m^2 = 4kT_0 \eta_i \Delta F_{us}$$

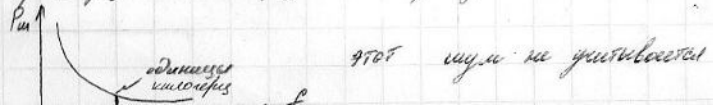
- 2) Дробовый истре

$$i_{cr}^2 = 29 J_{20} F_{cr}$$

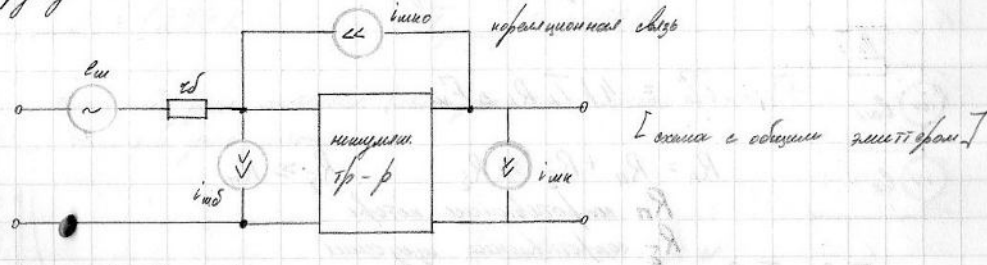
- 3) ищем точку расщепления

$$I_2 = I_u + I_s$$

- 4) механический (шумовый) шум



Транзистор считается мультиполярным, если все мультовые источники витаются наружу.



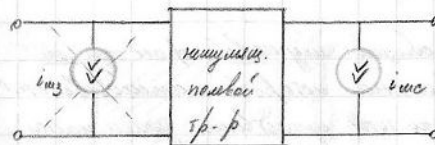
$$\frac{\tau}{\mu} = 4k T_0 \cos \Delta F_{\text{in}}$$

$$T_{ind}^2 = 2g T_2 (1 - d_0) \sin^2 \alpha$$

$$i_{mn}^2 = 2g^2 \int d\phi \Delta F_{mn}$$

$$\tau_{\text{HKO}}^2 = 2g \cdot T_{\text{H}} \cdot \Delta F_{\text{H}}$$

Полный транзистор
Итого на бумаге:



$$I_3 = 10^{-8} \div 10^{-9} A \approx 0$$

$$i_{m3} \approx 0$$

При расчёте мощности шумов в пассивных транзисторах чаще пользуются поправкой шумового сопротивления и рассчитывают по формуле Найквиста шумовую FDB

$$\tau_{\text{em}}^2 = 4kT R_{\text{em}} \Delta F_{\text{em}}$$

$$\underline{0,6 \div 0,75}$$

$$R_{us} =$$

$$R_{\text{си}} = \frac{S}{S} \quad (\text{зависит от технологии})$$

Вращение иудейского естественного происхождения.

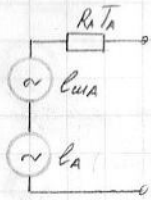
Прислать:

- термоядерные процессы звезд
- движение зародившихся галактик
- излучение и поглощение атмосферой и т.д.

Эти струны называют струнами антенны, струны антенны, связанные с пространством, мы заменили титовым струнам, мощность которых

расчитывали по формуле Найквиста.

Эквивалент антенны для расчета шумов



$$T_{ш}^2 = 4kT_A R_A \Delta F_{ш}$$

$$R_A = R_{\Pi} + R_{\Sigma} \approx R_{\Sigma} \quad R_{\Sigma} \gg R_{\Pi}$$

R_{Π} сопротивление потерь
 R_{Σ} сопротивление излучения

$$T_A = \frac{T_{\Pi} R_{\Pi} + T_{\Sigma} R_{\Sigma}}{R_{\Pi} + R_{\Sigma}} \approx T_{\Sigma}$$

$$T_{\Sigma} = T_K + T_3 + T_{ATM} + T_{ист}$$

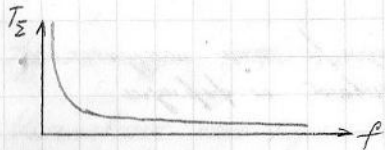
T_K температура космического шума

T_3 температура Земли

T_{ATM} температура атмосферы

$T_{ист}$ температура собственных шумов источников

Температура космических шумов (T_K) - это общий шумовой фон за счет заряженных частиц, которые создают фон, на который накладываются остальные составляющие, с повышением частоты существенно уменьшается



Температура Земли (T_3) - учитывает шум, который попадает на вход приемника за счет боковых лепестков диаграммы направленности, существенно зависит от угла места антенного луча диаграммы направленности; чем меньше угол места, тем больше температура Земли и больше мощность шумов.

Зависит от частоты: уменьшается с увеличением частоты
Угол места антенны больше 40° , частота 700 МГц, то $T_3 = 3K$.

Температура атмосферы (T_{ATM}) - воспринимаются основным лепестком диаграммы направленности зависит от ширины лепестка (или угла, тем меньше) и от угла места, влажности пути и влажности атмосферы (повышается при плохих погодных условиях)

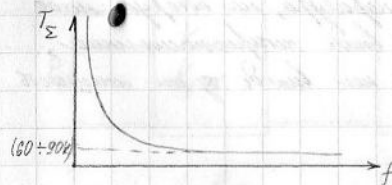
Температура собственных шумов источников ($T_{ист}$) - шуми теплые, их шумов и шумов космических тел; шуми вышка.

$$T_{ш\text{ вышка}} = 6293K$$

$$T_{ш\text{ шум}} = 2500K$$

$\Omega_{ш}$ шумовой угол антенны (или угла, тем шуми)

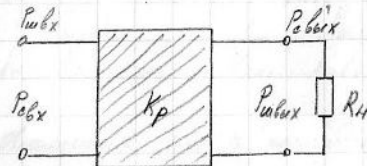
$\Omega_{ист}$ шумовой угол источника



T_{Σ} зависит от частоты

Коэффициент шума и эффективная шумовая температура антенны зависят от частоты.

Для оценки шумовых свойств различных устройств и взаимосвязи их параметров вводят коэффициент шума, эффективную шумовую температуру.



На входе итерференционный шум и шум, он обладает коэффициентом передачи K_p .

$$P_{ш\text{ вх}} = P_{ш\text{ вх}} \cdot K_p$$

$$P_{ш\text{ вх}} \neq P_{ш\text{ вх}} \cdot K_p$$

$$P_{ш\text{ вх}} = P_{ш\text{ вх}} \cdot K_p + P_{ш\text{ соб}}$$

Любой реальный интерференционный шум усилителем входного шума имеет еще и собственные шуми.

Коэффициент шума - отношение мощности шумов на выходе от всех шумов на мощность шумов на выходе от источника сигнала (входного шума)

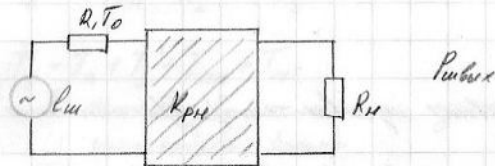
$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{ вх}} \text{ от всех шум.}}{P_{ш\text{ вх}} \text{ от сигнала}} = \frac{P_{ш\text{ вх}} K_p + P_{ш\text{ соб.}}}{P_{ш\text{ вх}} K_p} = 1 + \frac{P_{ш\text{ соб.}}}{P_{ш\text{ вх}} K_p}$$

$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш\text{вх}} K_p} = \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш\text{вх}} \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш\text{вх}}}} = \frac{P_{ш\text{вых}} \cdot P_{ш\text{вх}}}{P_{ш\text{вх}} \cdot P_{ш\text{вых}}} = \frac{(P_0/P_{ш})_{вх}}{(P_0/P_{ш})_{вых}}$$

Во сколько раз, отношение сигнал/шум на входе больше, чем на выходе

соединяемой (последовательной) решетки $K_{р1}$, $P_{ш0}$ (входной шум)

Эквивалентная шумовая температура - та температура, на которую надо бы увеличить сопротивление источника шума на входе четырехполюсника, чтобы в нагрузке четырехполюсника получить на выходе ту же мощность шума, что и в реальности.



$$P_{ш\text{вх}} = 4k(T_0 + T_{ш})R\Delta F_{ш}K_{рш}$$

$$P_{ш\text{вых}} = k(T_0 + T_{ш})K_{рш}\Delta F_{ш}$$

$$P_{ш\text{вых}} = kT_0\Delta F_{ш}K_{рш} + P_{ш\text{соб2}}$$

$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш0}K_{рш}}$$

$$K_{ш} = \frac{T_0 + T_{ш}}{T_0} = 1 + \frac{T_{ш}}{T_0}$$

$$T_{ш} = T_0(K_{ш} - 1)$$

Коэффициент шума пассивной цепи

Зависит от температуры измерения

Рассмотрим коэффициент шума пассивной цепи последовательной при температуре T_0 в соединяемой решетке.

$$P_{ш\text{вх}} = P_{ш0} = kT_0\Delta F_{ш}$$

$$P_{ш\text{вых}} = P_{ш0} = kT_0\Delta F_{ш}$$

$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш\text{вх}}K_{рш}} = \frac{1}{K_{рш}} = L - \text{отрабатывает активными потерями } L$$

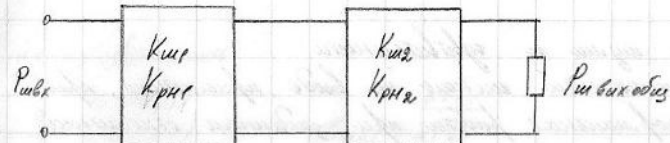
$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш\text{вх}}K_{рш}} = \frac{1}{K_{рш}} = L - \text{отрабатывает активными потерями } L$$

Уменьшить коэффициент шума можно понижив температуру пассивной цепи

Для соединяемой входной цепи коэффициент шума рассчитывается по формуле:

$$K_{ш\text{вх}} = 1 + \frac{T_p}{T_0} \left(\frac{1}{K_{рш}} - 1 \right) = 1 + \frac{T_p}{T_0} (L - 1)$$

Коэффициент шума каскадносоединенных (последовательных) четырехполюсников.



$$K_{ш\text{общ}} = \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш\text{вх}} \cdot K_{рш1} \cdot K_{рш2}} = \frac{(P_{ш\text{вх}} \cdot K_{рш1} + P_{ш\text{соб1}}) K_{рш2} + P_{ш\text{соб2}}}{P_{ш\text{вх}} \cdot K_{рш1} \cdot K_{рш2}} =$$

$$= \frac{P_{ш\text{вх}} K_{рш1} K_{рш2} + P_{ш\text{соб1}} K_{рш2} + P_{ш\text{соб2}}}{P_{ш\text{вх}} K_{рш1} K_{рш2}} = 1 + \frac{P_{ш\text{соб1}}}{P_{ш\text{вх}} K_{рш1}} + \frac{P_{ш\text{соб2}}}{P_{ш\text{вх}} K_{рш1} K_{рш2}}$$

$$K_{ш\text{общ}} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{рш1}}$$

$$\frac{P_{ш\text{соб2}}}{P_{ш\text{вх}} K_{рш1} K_{рш2}} = \frac{1}{K_{рш1}} \cdot \frac{P_{ш\text{соб2}}}{P_{ш\text{вх}} K_{рш2}} = \frac{1}{K_{рш1}} (K_{ш2} - 1)$$

Аналогично, для n каскадов, соединенных последовательно

$$K_{ш\text{общ}} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{рш1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{рш1} K_{рш2}} + \dots + \frac{K_{шn} - 1}{K_{рш1} K_{рш2} \dots K_{рш(n-1)}}$$

На общий коэффициент шума влияют в основном 1-е каскады; они должны иметь минимальный коэффициент шума и большой коэффициент передачи

$$\text{Потери вносимые шумовой мерой } M = \frac{K_{ш}}{1 - 1/K_{рш}}$$

Для входной цепи последовательной, то эту формулу для приемника можно упростить.

$$K_{ш} = K_{ш\text{вх}} + \frac{K_{ш\text{вх}} - 1}{K_{рш\text{вх}}} + \frac{K_{ш\text{вх}} - 1}{K_{рш\text{вх}} K_{рш\text{рч}}} + \frac{K_{ш\text{вх}} - 1}{K_{рш\text{вх}} K_{рш\text{рч}} K_{рш}} + \dots$$

$$K_{ш} = \frac{1}{K_{рш\text{вх}}} + \frac{K_{ш\text{вх}} - 1}{K_{рш\text{вх}}} + \dots$$

$$= \frac{1}{K_{p13}} \left(1 + K_{шпр1} - 1 + \frac{K_{шпр1} - 1}{K_{пур1}} + \frac{K_{шпр1} - 1}{K_{пур1} \cdot K_{пур1}} \right)$$

Дифференциальная шумовая температура выводится аналогично.

$$T_{шдиф} = T_{ш1} + \frac{T_{ш2}}{K_{п1}} + \frac{T_{ш3}}{K_{п1} K_{п2}} + \dots$$

Связь коэффициента шума и чувствительности
Чувствительность - тот минимальный сигнал на входе приемника, при котором обеспечивается нормальная работа при заданном отношении сигнал/шум на входе

$$g = \frac{P_{свх}}{P_{швх}} = \frac{P_{свх} \cdot K_{п}}{P_{швх}}$$

g - отношение сигнал/шум

$$P_{швх} = P_{шд} K_{п1} + P_{шсвб} = k T_A \Delta F_{ш} K_{п1} + P_{шсвб} = K_{п1} \left(k T_A \Delta F_{ш} + \frac{P_{шсвб}}{K_{п1}} \right)$$

$$K_{ш} = 1 + \frac{P_{шсвб}}{P_{шд} K_{п1}}$$

$$\frac{P_{шсвб}}{K_{п1}} = (K_{ш} - 1) P_{шд}$$

$$P_{швх} = \overset{K_{п1}}{=} (k T_A \Delta F_{ш} + (K_{ш} - 1) k T_0 \Delta F_{ш}) = K_{п1} k T_0 \Delta F_{ш} \left(\frac{T_A}{T_0} + K_{ш} - 1 \right)$$

$\frac{T_A}{T_0}$ - температурная шумовая температура антенны t_A

$$P_{швх} = K_{п1} k T_0 \Delta F_{ш} (t_A + K_{ш} - 1)$$

$$P_{свх} = g P_{швх} \frac{1}{K_{п1}} = g k T_0 \Delta F_{ш} (t_A + K_{ш} - 1)$$

Т.е., чувствительность определяется заданным отношением сигнал/шум, шумовой мощностью или темп. антенны.

Для повышения чувствительности (умножение $P_{свх}$) необходимо уменьшить требуемое отношение g, уменьшить $\Delta F_{ш}$, уменьшить t_A .

Для уменьшения $\Delta F_{ш}$ в приемник вводить АЧЧ.

Для уменьшения t_A необходимо фильтровать систему сигнала и сужать основной диапазон.

Для уменьшения g вводить УРЧ, минимизируя входную цепь.

Резонансный усилитель
Это усилитель, у которого нагрузкой является цепь с ярко выраженными изб. свойствами.

Основные параметры:

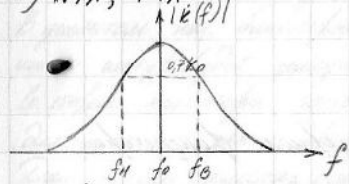
1) коэффициент усиления

$$K = \frac{U_{свх}}{U_{вх}} \quad K_p = \frac{P_{свх}}{P_{вх}}$$

2) избирательность

$$S_s = \frac{K_0}{(K_{f0,1} \Delta F)} \quad K_{п0,1} = \frac{\Delta F_{0,1}}{\Delta F_{0,2}}$$

3) АЧЧ, ФЧЧ

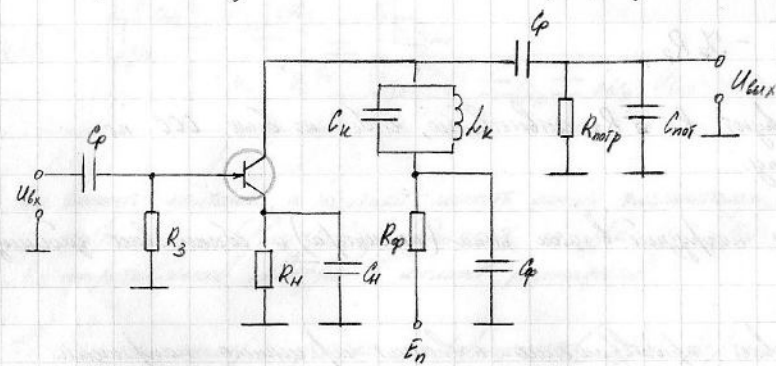


4) $\gamma_{вх}, \gamma_{свх}$

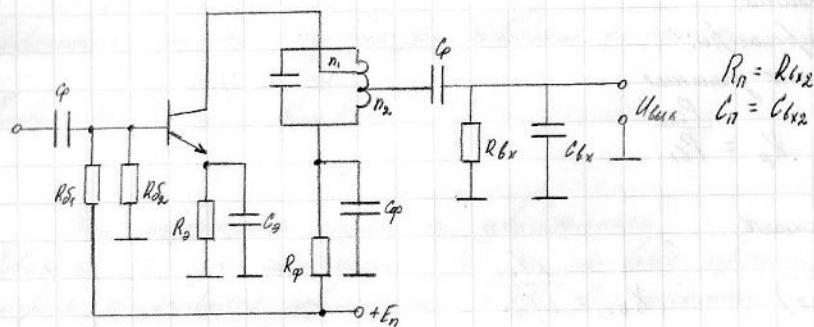
5) $K_{ш}$

6) $K_{0св}$ - коэффициент выходного усиления

Резонансный усилитель на полевом транзисторе с LC контуром



Усилитель на биполярном транзисторе



$$R_n = R_{n2}$$

$$C_n = C_{n2}$$

26.03.10

Резонансный усилитель на полевом и биполярном транзисторах.

Назначение элементов:

$R_4, R_3, R_{б1}, R_{б2}, R_7$ обеспечивают режим работы транзистора по постоянному току и его стабилизацию

$$|U_{зп}| = I_{з0} R_4$$

R_4, R_7 обеспечивают ОСС по постоянному току, за счет чего происходит стабилизация режима работы

$$U_{з2} = \frac{E_n}{R_{б1} + R_{б2}} - I_{з7} R_7$$

C_1, C_2 - шунтируют R_4 и R_7 соответственно, чтобы не было ОСС по переменному току.

$R_{н1}, C_n$ - является нагрузкой в цепи эмитта (коллектора) и обеспечивает заданную добротность

$R_ф, C_ф$ - обеспечивает предотвращение повышения переменного напряжения этого каскада на источник питания, чтобы не произошло самовозбуждения или других каскадов, питаемых от одного источника

C_p - развязывающий конденсатор или конденсатор связи обеспечивает связь усилителя с потребителем (следующим каскадом) и развязывает

каскады по постоянному току.

Все вышеперечисленные цепи не входят на АЧХ усилителя, т.к. частоты достаточно высокие, поэтому считаем $\gamma_{св} \approx 0$
Постоянное напряжение на входных и выходных цепях усилителя и на затворе (базе) транзистора одинаково.

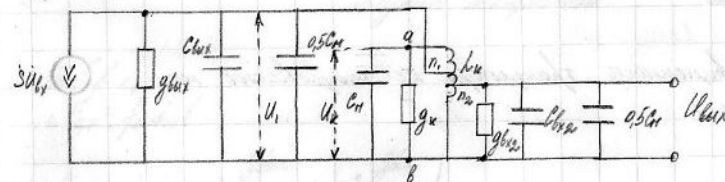
R_n, C_n - сопротивления, емкость потребителя (следующий каскад) (входное сопротивление, выходная емкость следующего каскада $R_{вх}, C_{вх}, R_{нх}, C_{нх}$)

В усилителе на полевом транзисторе обычно контур подстроен полностью к входу усилителя, т.к. входное и выходное сопротивления полевых транзисторов достаточно велико, поэтому не шунтирует контур.

В усилителе на биполярном транзисторе используется не полное подмагничивание, иначе контур будет зашунтирован, усиление уменьшится, полоса расширится. Со стороны коллектора часто используется полное включение $n_1 = 1$, но тогда для расширения полосы пропускания необходимо иметь намотку контура. Дальнейший анализ будем проводить для схемы на биполярном транзисторе.

Резонансный усилитель с двумя параллельными ветвями.

Нарисуем эквивалентную схему усилителя, транзистор заменим эквивалентным генератором тока, величина тока $3I_{вх} (Y_{н1}, C_{н1})$



C_n емкость контура, паразитная емкость между элементами схемы
 g_n обратная собственная проводимость контура $g_n = 1/R_n$
 R_n сопротивление контура в момент резонанса

Преобразуем схему с учетом коэффициентов трансформации n_1, n_2

U_1 напряжение на коллекторе транзистора

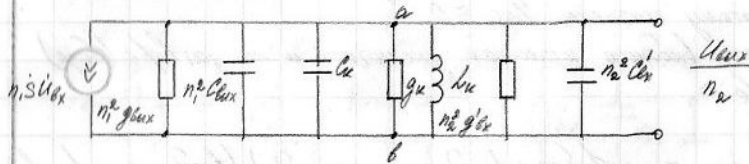
$$n_1 = \frac{U_1}{U_2} \approx 1$$

$$n_2 = \frac{U_{нх}}{U_n} \approx 1$$

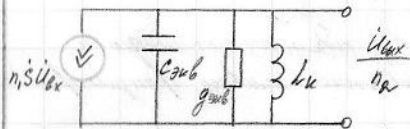
Перенесем к контуру (милли а, в)

$$C_{\text{вх}}' = C_{\text{вх}} + 0,5 C_H$$

$$C_{\text{кх}}' = C_{\text{кх}} + 0,5 C_H$$



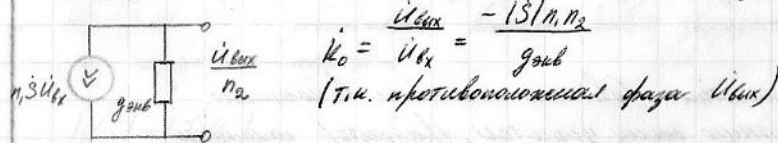
Сводим схему к минимуме, упрощаем эквивалентную схему.



$$C_{\text{звб}} = n_1^2 C_{\text{вх}}' + C_k + n_2^2 C_{\text{кх}}'$$

$$g_{\text{звб}} = n_1^2 g_{\text{вх}} + g_k + n_2^2 g_{\text{кх}}$$

На резонансной частоте $f = f_0$ реактивности минимизирует друг друга



$$k_0 = \frac{U_{\text{кх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-IS/n_2}{g_{\text{звб}}}$$

$$|k_0| = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (\omega L)^2} \cdot g_{\text{звб}}}$$

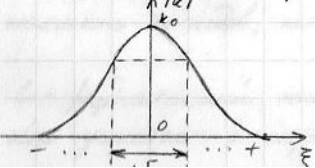
$f_p \geq 3f_0$, чтобы широкотона транзистора не сказывалась на коэффициенте усиления

Для любой частоты

$$k = -\frac{S_{n_1 n_2}}{Y_{\text{звб}}} = \frac{-S_{n_1 n_2}}{g_{\text{звб}} (j\omega C_{\text{звб}} + \frac{1}{j\omega L_k})} = -\frac{S_{n_1 n_2}}{g_{\text{звб}} (1 + j\xi)}$$

$$\text{д.т.т. } |k| = \frac{|S| n_1 n_2}{g_{\text{звб}} \sqrt{1 + \xi^2}}$$

ξ обобщенная затухания ξ = Qзвб * Δf / f0



$$\Delta F_{0,7} = f_0 \cdot d_{\text{звб}}$$

$$d_{\text{звб}} = \frac{1}{Q_{\text{звб}}} \text{ затухание контура}$$

$$d_{\text{звб}} = \frac{g_{\text{звб}}}{\omega C_{\text{звб}}}$$

n_1, n_2 ?

Сначала выбираем n_2 , потом n_1

n_2 выбираем исходя из условия при выборе n_1 , а n_1 - из заданного значения напряжения пропускания.

n_2 находится из условия максимального усиления в резонансном режиме

$$n_{2\text{опт}}^2 = n_1^2 g_{\text{вх}} + g_k$$

$$n_{2\text{опт}} = \sqrt{\frac{n_1^2 g_{\text{вх}} + g_k}{g_{\text{кх}}}}$$

$$g_{\text{звб}} = 2 n_{2\text{опт}}^2 g_{\text{кх}} = 2 (n_1^2 g_{\text{вх}} + g_k)$$

$$|k_{\text{опт}}| = \frac{|S|}{2 g_{\text{кх}}} \cdot \frac{n_1}{n_{2\text{опт}}}$$

Если $n_1^2 g_{\text{вх}} \ll g_k$ и $n_2^2 g_{\text{кх}} \ll g_k$, то контур высокодобротный и $g_k \approx 0$ и формулы упрощаются

$$n_2 = n_1 \sqrt{\frac{g_{\text{вх}}}{g_{\text{кх}}}}$$

$$|k_{\text{опт}}| = 2 \frac{|S|}{\sqrt{g_{\text{вх}} g_{\text{кх}}}}$$

уменьшенный потенциал транзистора, баланс нагрузки невозможно.

Выбор n_1

$$\Delta F_{0,7} = f_0 d_{\text{звб}}$$

$$d_{\text{звб}} = d_k \left(1 + n_1^2 \frac{g_{\text{вх}}}{g_k} + n_2^2 \frac{g_{\text{кх}}}{g_k} \right)$$

$$n_{1\Delta F_{0,7}} = \sqrt{\frac{d_{\text{звб}} - d_k}{2 g_{\text{вх}}}}$$

$$\rho = \omega_0 L_k = \omega_0 C \text{ волновое сопротивление контура}$$

Если $g_k \approx 0$

$$n_{1\Delta F_{0,7}} = \sqrt{\frac{\Delta F_{0,7}}{2 f_0 g_{\text{вх}}}} = \sqrt{\frac{\Delta F_{0,7} \pi C_{\text{звб}}}{g_{\text{вх}}}}$$

Т.е., для того чтобы увеличить коэффициент усиления (или добиться его оптимального значения) за счет уменьшения шума пропускания при выборе заданного

значении пологости

$$|K_0| = \frac{|S|_{n_1, n_2}}{g_{\text{звб}}} = \frac{|S|_{n_1, n_2}}{n_1^2 g_{\text{вх}} + g_{\text{к}} + n_2^2 g_{\text{вх}}}$$

В усилителях на ПТ $g_{\text{вх}}$ и $g_{\text{вк}}$ малы, эквивалентная проводимость $g_{\text{звб}} \approx g_{\text{к}}$, поэтому при минимальных выносимых параметрах усилителя уменьшился, поэтому минимальное выносимое значение крайне редко (когда нужно уменьшить коэффициент усиления или повысить на пологости)

Устойчивость резонансного усилителя.

Будем рассматривать возможность самовозбуждения за счет вынужденной обратной проводимости транзистора Y_{12} .

В резонансном усилителе возможно самовозбуждение за счет вынужденного баланса фаз и баланса амплитуд и вероятности его возникновения при большом коэффициенте усиления.

Самовозбуждение возникает на нижней граничной частоте в том случае, если коэффициент усиления больше устойчивого $K_{\text{уст}}$.

$$K_0 \leq K_{\text{уст}}$$

$K_{\text{уст}}$ находится из условия отсутствия самовозбуждения с большим запасом

Для пассивного транзистора:

$$K_{\text{уст}} = 0,5 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{\text{зс}}}} \quad (\text{схема ОИ})$$

$S/C_{\text{зс}}$ добротность транзистора или большой каскадов, так же можно $K_{\text{уст}}$

Для биполярного транзистора:

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{\frac{2(1-k_y)|Y_{21}|}{|Y_{21}|}} \quad Y_{21} = S$$

k_y коэффициент запаса устойчивости $k = 0,8 \div 0,9$

$$|K_{\text{уст}}| = (0,42) \sqrt{\frac{|Y_{21}|}{|S|}} \quad |Y_{21}| = |S|$$

$$K_{\text{уст}} \approx 0,45 \sqrt{\frac{|S|}{\omega C_{\text{к}}}}$$

или величина частота, так же устойчивое усиление

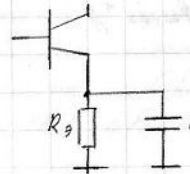
Способы повышения устойчивости

$$K_0 \leq K_{\text{уст}}$$

Существует пассивные и активные способы

1. n_1, n_2 уменьшается

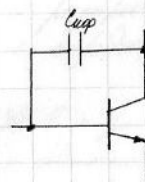
2. Ввести обратную связь



C_2 уменьшается

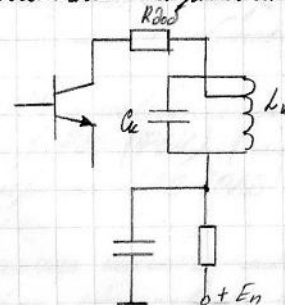
$$K_{\text{ос}} = \frac{K_0}{1 + S|Z_2|}$$

3.



за счет баланса фаз

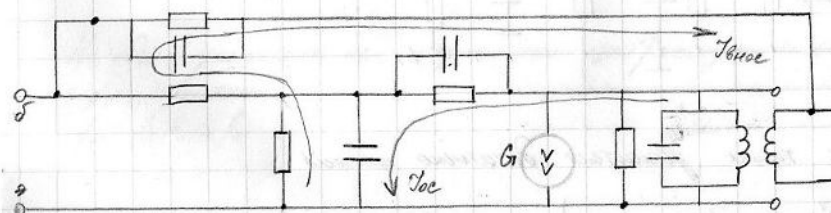
4. Дополнительное сопротивление



5. Нейтрализация обратной связи:

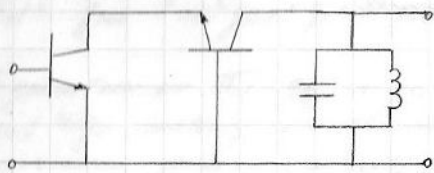
Вводим внешнюю обратную связь таким образом, чтобы протекал ток равный по величине и противоположенный по фазе току вынужденной обратной связи.

Схема Демонастрация,



$$I_{\text{ос}} = -I_{\text{вн ос}}$$

6. каскадный усилитель
09-05 обладает высокой устойчивостью.



$$K_{0,7} \approx 1$$

$$|K_0| = \frac{-|S|}{g_{\text{вых}}} = \frac{|S|}{g_{\text{вых},7} + g_{\text{вых},05}}$$

$$g_{\text{вых},05} = S$$

При $K_0 \approx 1$ баланс амплитуд невозможен

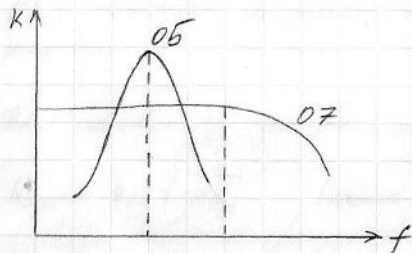
$$\dot{Y}_{11K} = \dot{Y}_{110,7}$$

$$\dot{Y}_{12K} = \dot{Y}_{120,5}$$

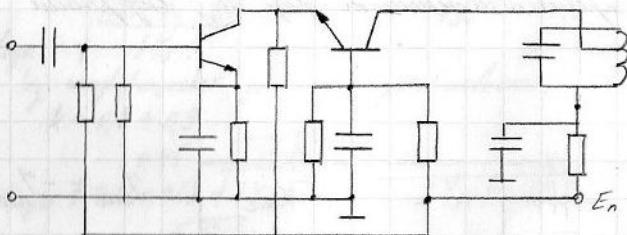
$$\dot{Y}_{21K} = \dot{Y}_{210,5} = \dot{Y}_{210K}$$

$$\dot{Y}_{13} = \frac{Y_{120,5}}{Y_{120,5} + Y_{210,5}} \text{ существенно уменьшается.}$$

$$K_{0,05} = 0,45 \sqrt{\frac{Y_{11K}}{Y_{12K}}} = 0,45 \sqrt{\frac{Y_{110,7}}{Y_{120,5} + Y_{210,5}}}$$



Параллельное питание



Избирательность такого усилителя достаточно высока

$$S_0 = \sqrt{1 + \xi^2} \quad (K_{\text{пл},1} = 10)$$

Полосовый усилитель (УПЧ) - усилитель промежуточной частоты

Требования:

1) получить основное задаточное усиление
 $K_0 = 10^5 \div 10^6$

Этот усилитель многокаскадный, т.е. последовательно соединено несколько аналогичных каскадов

2) заданная полоса $\Delta F_{0,7}$

3) заданная избирательность S_0

Для УПЧ $\Delta F_{0,7} \sim f_0$

Но построению УПЧ предъявляются два класса

- с равномерной избирательностью
- с неравномерной избирательностью

К УПЧ с равномерной избирательностью относятся усилители:

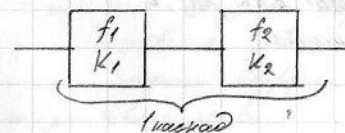
- с одноконтурными контурами
- с расстроенными двойными (тройными) контурами
- со связанными контурами

Каждый каскад обеспечивает и усиление и избирательность

В УПЧ с неравномерной избирательностью в нагрузке используют фильтр ФСФ (ФН) (многоконтурные LC-фильтры кварцевые фильтры, фильтры на ПАВ (ОАВ))

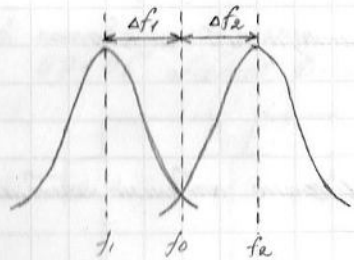
Основными каскадами либо операционными, либо малоизбирательными, которые обеспечивают основное усиление и не влияют на форму АЧХ.

Усилитель с расстроенными контурами.



Ни один усилитель не построен на центральной частоте общий характеристиками

$$f_1 = f_0 \pm \Delta f_0$$



$$K = K_1 \cdot K_2$$

Чтобы получить симметричную характеристику относительно f_0 необходимо, чтобы расстройке относительно центр. частоты были одинаковыми $K_{k1} = K_{k2}$ $Q_{кв1} = Q_{кв2}$, или характеристика будет симметричной

$$\xi = Q_{кв} f_0 \quad \text{обобщенная расстройка текущая}$$

$$\xi_0 = Q_{кв} f_0 \quad \text{обобщенная максимальная расстройка}$$

$$K_{1,2} = \frac{S_{11,2}}{g_{кв} (1 \pm j(\xi \pm \xi_0))}$$

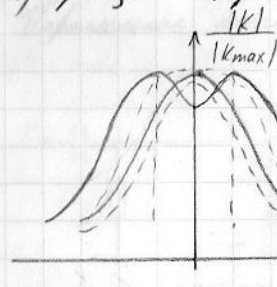
$$|K(\omega)_{обш}| = \frac{(|S|_{1,2})^2}{g_{кв}^2 \sqrt{(1 + \xi_0^2 - \xi^2)^2 + (2\xi)^2}}$$

При одной и той же текущей расстройке характеристика зависит от максимальной

При исследовании на эквивалентности и анализе формулы форма характеристики существенно зависит от величины максимальной расстройки.

1) при $\xi_0 < 1$ АЧХ расширяется, вершина становится более тупой, а коэффициент усиления уменьшается

2) при $\xi_0 = 1$ (критическая максимальная расстройка)



характеристика наиболее тупая, полоса расширяется в $\sqrt{2}$ раз, а усиление уменьшается.

3) при $\xi_0 > 1$ АЧХ становится двугорбой, на центральной частоте провал, а максимумы на частотах

$$\xi_{1,2} = \pm \sqrt{\xi_0^2 - 1}$$

Используется, в основном, критический режим $\xi_0 = 1$

$$K_0 = \frac{(S_{11,2})^2}{g_{кв}^2 \sqrt{4}} = \frac{(|S|_{1,2})^2}{2(g_{кв})^2}$$

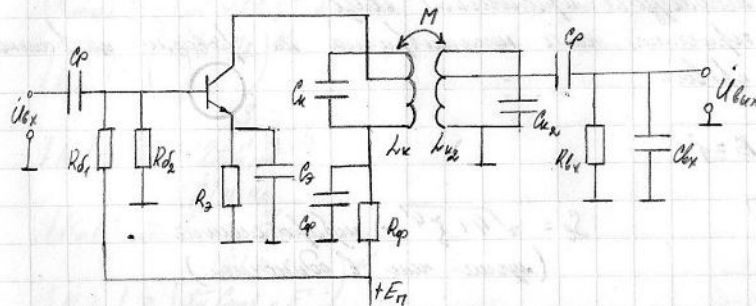
Коэффициент усиления уменьшается в 2 раза, но полоса пропускания в $\sqrt{2}$ раза расширяется.

$$\Delta f_{0,7} = \sqrt{2} f_0 \Delta f_{кв}$$

Для того, чтобы получить нужный диапазон полосы надо полосу сузить, т.е. повысить Q , при этом уменьшится реактивная сопротивлением, а значит повысить K_0 , что компенсирует уменьшение усиления за счет расстройки.

09.04.10

Учитаем со связанными контурами (или с пассивным фильтром)



$$\text{Коэффициент связи } K_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_{k1} L_{k2}}} = \frac{M}{L_k}$$

M коэффициент связи индукции

$$L_{k1} = L_{k2} = L_k$$

$$C_{k1} = C_{k2} = C_k$$

$$Q_{кв1} = Q_{кв2} = Q_{кв}$$

В связанных контурах форма АЧХ, а значит и АЧХ всего фильтра будет существенно зависеть от величины связи между контурами, т.к. при изменении коэффициента связи изменится величина ВЧД и активные и реактивные потери.

$$\xi = Q \cdot f_0 \quad \text{обобщенная расстройка}$$

$$f_0 \text{ резонансная частота}$$

$$\beta = Q_{кв} K_{св}$$

частотная характеристика

$$K(j\omega) = \frac{S_{n, n_2} \beta}{S_{n, n_2} (1 + \beta^2 + \xi^2 + 2j\xi)}$$

$$|K(j\omega)| = \frac{S_{n, n_2} \beta}{S_{n, n_2} \sqrt{(1 + \beta^2 - \xi^2)^2 + (2\xi)^2}}$$

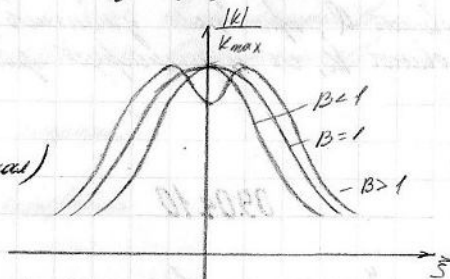
Эта функция может иметь один экстремум, а может иметь и три экстремума в зависимости от внешнего звена (β)

1) до критической связи $\beta < 1$

2) критическая связь $\beta = 1$

(оптимальная или максимальная плоская)

3) за критической связи $\beta > 1$



Наиболее широко используется критическая связь. При $\beta > 1$ - характеристика часто невыгодна на ровном центральном участке по сравнению с провалом.

Проанализируем $\beta = 1$

$$|K| = \frac{S_{n, n_2}}{S_{n, n_2} \sqrt{4 + \xi^4}}$$

$\xi_c = \sqrt{4 + \xi^4}$ - избирательность (лучше чем в одиночном)

$$|K_0| = |S|$$

$$K_{0\beta} = \frac{S_{n, n_2}}{S_{n, n_2} 2} = \frac{1}{2} K_{0\text{нп}}$$

$\Delta F_{0.7} = \sqrt{2} f_0 \Delta_{\text{нп}}$ полоса пропускания

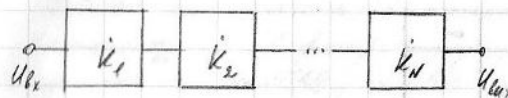
Лучше, чтобы полоса была, как шире.

Если доводить полосу пропускания до предельного значения, нужно увеличить эквивалентное сопротивление

Если $\beta > 1$ - избирательность растет

$$\xi_{12} = \sqrt{\beta^2 - 1} \quad \beta > 1 \quad \beta = 2, 4, 1$$

Многокаскадный УИТ



$$K_{\text{общ}} = \prod_{i=1}^N K_i = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$$

$$m = \frac{|K|}{K_0}$$

$$m_{\text{общ}} = \prod_{i=1}^N m_i$$

Если каскады одинаковы, то $K_{\text{общ}} = K_i^N$

Из той формулы видно, увеличив число каскадов; уменьшился разброс, полоса пропускания сужается.

УИТ из N каскадов с одинаково настроенными контурами

$$|K_{\text{общ}}| = \left(\frac{|S|_{n, n_2}}{S_{n, n_2} \sqrt{4 + \xi^2}} \right)^N$$

используется для одного или N каскадов

$$|K_{\text{общ}}| = \left(\frac{|S|_{n, n_2}}{S_{n, n_2}} \right)^N$$

$$|K_0| \Delta F_{0.7} = \frac{2\pi C_{\text{нп}}}{S_{n, n_2}}$$

$$|K_0| = \frac{2\pi C_{\text{нп}} \Delta F_{0.7}}{S_{n, n_2}}$$

$$|K_{\text{общ}}| = \left(\frac{|S|_{n, n_2}}{2\pi C_{\text{нп}} \Delta F_{0.7}} \right)^N$$

$$\text{одинаковое усиление } K_{\text{общ}} = \frac{|S|_{n, n_2}}{2\pi C_{\text{нп}} \Delta F_{0.7}}$$

$$|K_{\text{общ}}| = (K_{\text{общ}})^N \cdot \varphi(N)$$

$\varphi(N)$ зависит от схемы и типа каскадов

Уменьшить добротность каждого контура при расширении полосы, уменьши на каскаде увеличивается.

$\varphi(N)$ коэффициент расширения полосы пропускания

I.

N	1	2	3	4	5	6	∞
$\varphi(N)$	1	0,41	0,13	0,036		0,017	
$\psi(N)$	1	1,56	1,96	2,31		2,8	
$K_{no,1}$	10	4,66	3,8	3,4	...	2,8	2,6

II.

$$|K_{odus}| = (K_{od})^{1/2} \varphi_2(N)$$

$$J = \frac{|K_{odus}|_{pr}}{|K_{odus}|_{AK}}$$

N	1	2	3	4	5	6	∞
$\varphi_2(N)$		1		0,41		0,16	
$\psi_2(N)$		0,7		0,88		0,98	
$K_{no,1}$		3,2		2,2		1,85	1,6
J_1		2,41		1,1		70	

III. Связанные контуры

N	1	2	3	4	5	6	∞
$\varphi_3(N)$	0,71	0,32	0,13	0,044			
$\psi_3(N)$	0,71	0,88	0,98	1,04			
$K_{no,1}$	3,2	2,2	1,95	1,85			1,6
J_2	0,7	0,78	1	1,2			

$$\varphi_3(N) = \frac{1}{\sqrt{2} \sqrt{4/3 - 1}}$$

$$\Delta F_{odus} = const$$

УПЧ с сосредоточенной избирательностью.

Формы избирательности описываются принятыми фильтрами ФЧФ (ФЧФ): многоконтурные LC-фильтры, трансформаторные, пьезоэлектрические, электромагнитные, на ПАВ, на СВЧ.

Эти фильтры характеризуются параметрическими (волновыми) сопротивлениями; эти сопротивления необходимо согласовать с волновыми сопротивлениями и со входами радиочастотных каскадов, иначе могут возникнуть искажения.

Умножителем использовать ФЧФ, когда $\Delta F_{od} \leq \frac{\Delta F_{od}}{2 \sqrt{2} f_0}$

Коэффициент усиления умножителя в ФЧФ

$$|K| = |S| |K_p| R_x n_1 n_2$$

|S| крутизна трансформатора

|K_p| коэффициент перекр.

R_x характеристическое сопротивление фильтра

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_x}}$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_x}{R_x}}$$

$$|K|_{max} = |S| |K_p| \sqrt{R_{in} R_x}$$

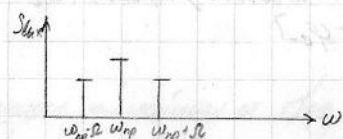
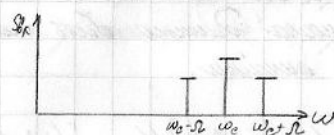
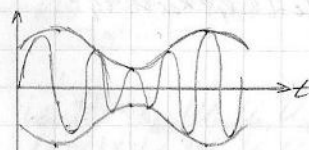
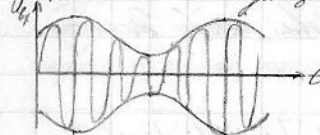
Наконец весь фильтр ставит между антеннами (или преобразователями частоты) и УПЧ

Преобразование частоты

Преобразование частоты - это линейный процесс переноса спектра сигнала из одной области частот в другую, как правило более высокую. При этом вид и параметры сигнала не изменяются при любой форме модуляции.

Преобразование частоты производится за счет перемножения входного сигнала с сигналом местного генератора - гетеродина; для получения этого перемножения используется нелинейный элемент.

Точка модуляции АМ.

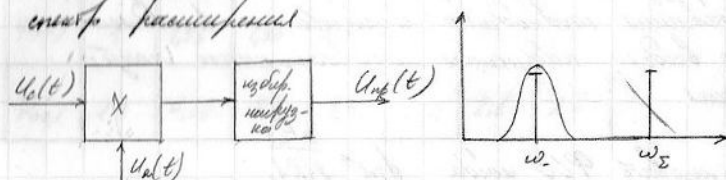


$$U_0(t) = U_0 \cos \omega_r t$$

$$U_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$$

$$U_{\text{вых}} = 0,5 k_{\text{ex}} U_c U_r \cos[(\omega_r - \omega_c)t + \varphi_c] + 0,5 k_{\text{ex}} U_c U_r \cos[(\omega_r + \omega_c)t - \varphi_c]$$

спец. расширени



Это неравномерности можно устранить:

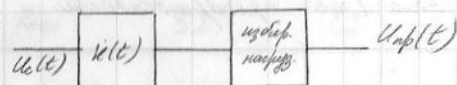
- 1) путем сжатия на минимальном напряжении
- 2) применением нелинейного элемента с минимальными параметрами

$$U(t) = U_0(t) + U_c(t)$$

$$i = i_0 + \beta U^2 + \dots$$

нелинейный элемент

$$i^2 = U_0(t)^2 + 2 U_0(t) U_c(t) + U_c(t)^2$$



$$K(t) = K_0(1 + U_c(t))$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ex}}(t) K_0(1 + U_r(t))$$

Устройство, в котором происходит процесс преобразования частоты, преобразование частоты состоит из амплитуды и фазового.

В качестве нелинейного элемента амплитуды используются транзисторы, диоды, микровакуум и др.

Чтобы транзистор стал нелинейным на него подается затвором большого уровня и для него В.А.Х. нелинейна.

Напряжение сигнала должно быть малым уровнем, чтобы для него В.А.Х. была линейна.

$$U_{\text{вых}} = 0,5 k_{\text{ex}} U_c (1 + m \cos \Omega t) U_c \cos[(\omega_c + \omega_r)t + \varphi_c] + 0,5 k_{\text{ex}} U_c U_c \cdot \cos[(\omega_r - \omega_c)t - \varphi_c]$$

Для характеристики качества работы ПЧ используют параметры:

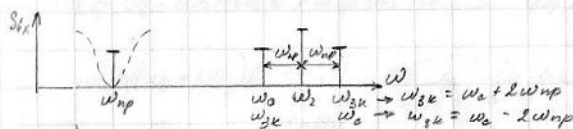
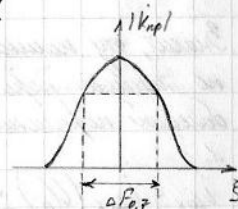
$$1) \text{ коэффициент преобразования } K_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{пр}}}{U_c}$$

$$\text{коэффициент преобразования по мощности } K_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пр}}}{P_c}$$

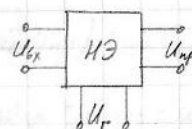
2) входная и выходная проводимости ($G_{\text{вх}}, G_{\text{вых}}$)

3) избирательность оценивается с помощью ИЧХ

Избирательность оценивают по выходной мощности зеркала и промывочной мощности $S_{\text{вх}}, S_{\text{вх}}, S_{\text{вх}}$



4) коэффициент шума



Общая теория преобразования частоты позволяет существенно упростить расчеты и анализ ПЧ.

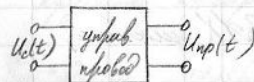
При этом ПЧ рассматривается как линейный коэффициент преобразования с параметрами проводимости, рассчитанными в режиме преобразования

$$\frac{S_{\text{пр}}}{S_{\text{вх}}} \quad \frac{G_{\text{пр}}}{G_{\text{вх}}}$$

чистого активного парам.

Все эти параметры являются чисто активными, т.е. НЭ рассматривается, как безынерционный элемент

НЭ рассматривается как управляемая проводимость, которая управляется по закону изменения затворного напряжения, которое должно быть малым уровнем нап. сигнала и напряжением промывочной частоты.



$$i_{\text{вых}}(t) = i_{\text{вх}}(U_r, U_c, U_{\text{пр}}) \quad \text{функция минимума от трех напряжений}$$

$$i_{\text{вх}}(t) = i_{\text{вх}}(U_r, U_c, U_{\text{пр}})$$

Анализировать зависимость $i_{aux}(t)$

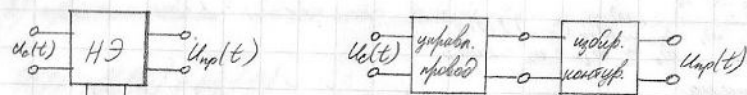
$$U_r \gg U_c$$

$$U_r \gg U_{np}$$

Значит, эту линейную функцию можно разложить в ряд Тейлора по малым переменным (U_c, U_{np}) , беря точку, определенной обобщенной переменной (U_r)

$$i_{aux} = i_{aux}(U_r) + \frac{\partial i_{aux}(U_r)}{\partial U_c} \cdot U_c + \frac{\partial i_{aux}(U_r)}{\partial U_{np}} \cdot U_{np}$$

23.04.10



$$G_{np}$$

$$S_{np} \quad G_{np}$$

$$i_{aux} = i_{aux}(U_0(t), U_c(t), U_{np}(t))$$

$$i_{bx} = i_{bx}(U_0(t), U_c(t), U_{np}(t))$$

$$U_2 \gg U_c$$

$$U_c \gg U_{np}$$

$$i_{aux}(t) = I_{aux}(U_c) + \frac{\partial i_{aux}(U_c)}{\partial U_c} U_c(t) + \frac{\partial i_{aux}(U_c)}{\partial U_{np}} U_{np}(t)$$

$$+ \dots + \frac{\partial i_{aux}(U_c)}{\partial U_c} = S \text{ обобщенная проводимость НЭ}$$

$$\frac{\partial i_{aux}(U_c)}{\partial U_{np}} = G_i \text{ обобщенная выходная проводимость НЭ}$$

$$U_c(t) = U_c \cos \omega_c t$$

$$U_0(t) = U_0 \cos(\omega_c t + \varphi_0)$$

$$U_{np}(t) = U_{np} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np})$$

Поскольку амплитуда сигнала мала, ВЧ миксера, будем брать первое гармонич.

Поскольку напряжение сигнала мала, то

$$I_{aux}(U_c), S(U_c), G_i(U_c)$$

и все они могут быть разложены в ряд Фурье по гармоникам несинхронного напряжения.

$$I_{aux} = \sum_0^n I_n \cos n \omega_c t \quad S = \sum_0^n S_n \cos n \omega_c t \quad G_i = \sum_0^n G_i \cos n \omega_c t$$

Подставим в ряд Тейлора и получим:

$$I_{aux}(t) = \sum_0^n I_n \cos n \omega_c t + \left(\sum_0^n S_n \cos n \omega_c t \right) U_c \cos(\omega_c t + \varphi_0) +$$

$$+ \left(\sum_0^n G_i \cos n \omega_c t \right) U_{np} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np}) = \sum_0^n I_n \cos n \omega_c t + 0,5 \sum_0^n S_n U_c \cdot$$

$$\cdot \cos n(\omega_c + \omega_c)t + \varphi_0 + 0,5 \sum_0^n S_n U_c \cos((n \omega_c - \omega_c)t - \varphi_0) +$$

$$+ 0,5 \sum_0^n G_i U_{np} \cos((n \omega_c + \omega_{np})t + \varphi_{np}) + 0,5 \sum_0^n G_i U_{np} \cos((n \omega_c - \omega_c)t - \varphi_{np}) + \dots$$

$$\omega_{np} = n \omega_c - \omega_c$$

$$i_{np}(t) = 0,5 S_n U_c \cos((n \omega_c - \omega_c)t - \varphi_0) + G_{i0} U_{np} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np})$$

$$I_{np} = 0,5 S_n U_c^* + G_{i0} U_{np}$$

Продолжим аналогичные математические преобразования

$$\text{для входного тока}$$

$$I_0 = 0,5 S_{np} U_{np}^* + G_0 U_c$$

Система из двух уравнений которой о том, что ?
рассматривается как четырехполюсник.

$$I_{np} = S_{np} U_c^* + G_{np} U_{np}$$

$$I_0 = S_{0np} U_{np}^* + G_0 U_c$$

Круговые преобразования

$$S_{np} = 0,5 S_n - \text{половина амплитуды } n\text{-ой гармоники обобщенной проводимости}$$

$G_{np} = G_{c0}$ - среднее значение (коэф. составл.) за период нестационарного напряжения обобщенной выходной проводимости ИЭ

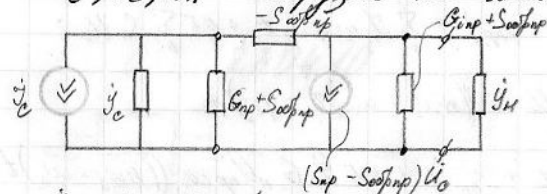
$$S_{обнр} = 0,5 S_{обн}$$

$$G_{np} = G_0$$

Для анализа и расчета используются обычные формулы четырехполюсника, подставляя туда характеристические выражения.

Канонический формализм П-образной цепи ПЧ, считая, что на входе источник сигнала $i_c(t)$

i_c, y_c, y_n - нагрузки на входе



$$y_{bx} = G_{np} + S_{обнр} K_{np}$$

$$y_{bx} = G_{np} + S_{np} K_{обнр}$$

$$S_{обнр} = 0 \quad y_{bx} = G_{np}$$

$$K_{np} = -\frac{S_{np}}{G_{np} + y_n} \quad y_{bx} = G_{np}$$

$$K_{обнр} = -\frac{S_{обнр}}{G_{np} + y_c}$$

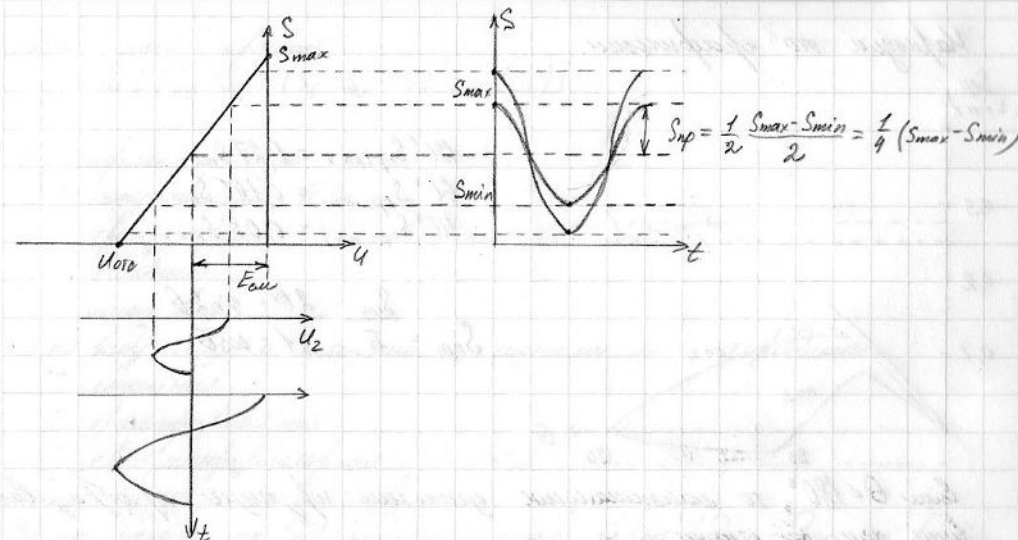
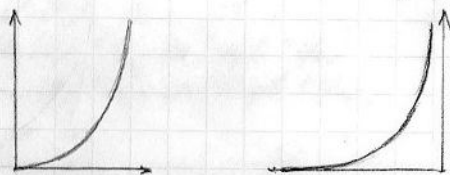
Если обратного преобразования нет, то $S_{np} = \text{---}$

Расчет крутизны преобразования и выбор оптимального режима работы преобразователя частоты

$$S_{np} = 0,5 S_n$$

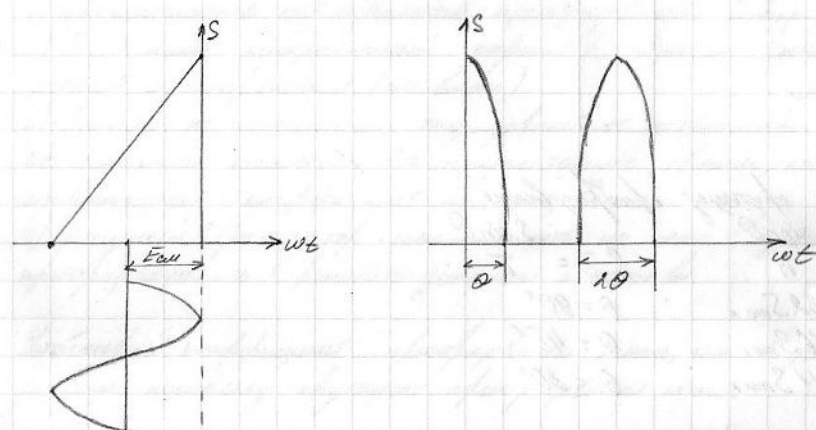
В АЧ, $S(u)$ - чтобы найти зависимость крутизны от напряжения, нужно В АЧ продифференцировать, $E_{ам}, U_c$

$I \sim U^2$ - диода, полевой транзистор



$\uparrow U_c \rightarrow \uparrow S_{np}$
 $S_{np \max}$

$$E_{ам} = 0,5 U_{0c} \Rightarrow S_{np \max} = 0,25 S_{\max}$$

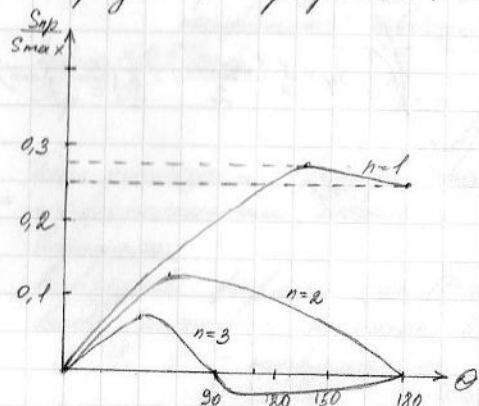


$$S_{np} = \frac{S_{\max}}{\pi} \frac{\sin n\theta \cos \theta - n \sin \theta \cos n\theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}$$

S_{\max} - значение крутизны в макс нестационарного напряжения

Крутизна преобразования зависит от напряжения приложенного, от угла отсчета

Максимум по графикам.

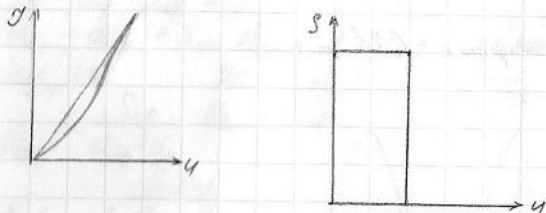


$$\begin{aligned} 120^\circ S_{np1 \max} &= 0,27 S_{\max} \\ 60^\circ S_{np2 \max} &= 0,145 S_{\max} \\ 40^\circ S_{np3 \max} &= 0,09 S_{\max} \end{aligned}$$

$$S_{np1} = \frac{S_{\max}}{\pi} \frac{2\theta - \sin 2\theta}{1 - \cos \theta}$$

Если $\theta < 180^\circ$, то максимальное значение крутизны преобразования выше, чем без отсечки.

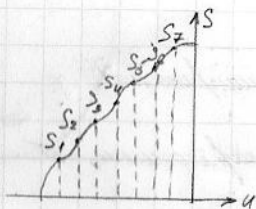
Суммируем зависимость крутизны, когда ВЧХ линейно-логарифм.



Чтобы найти крутизну преобразования

$$\begin{aligned} S_{np} &= \frac{S_{\max}}{\pi} \cdot \frac{\sin \theta}{n} & S_{np1} &= \frac{S \sin \theta}{\pi} \\ S_{np1 \max} &= 0,32 S_{\max} & \theta &= 90^\circ \\ S_{np2 \max} &= 0,16 S_{\max} & \theta &= 45^\circ \\ S_{np3 \max} &= 0,11 S_{\max} & \theta &= 30^\circ \end{aligned}$$

Можно зависимость крутизны от напряжения.



Метод симметричных ординат.

$$S_{np1} = \frac{1}{2} [(S_7 - S_1) + (S_5 - S_3) + \sqrt{3} (S_6 - S_2)]$$

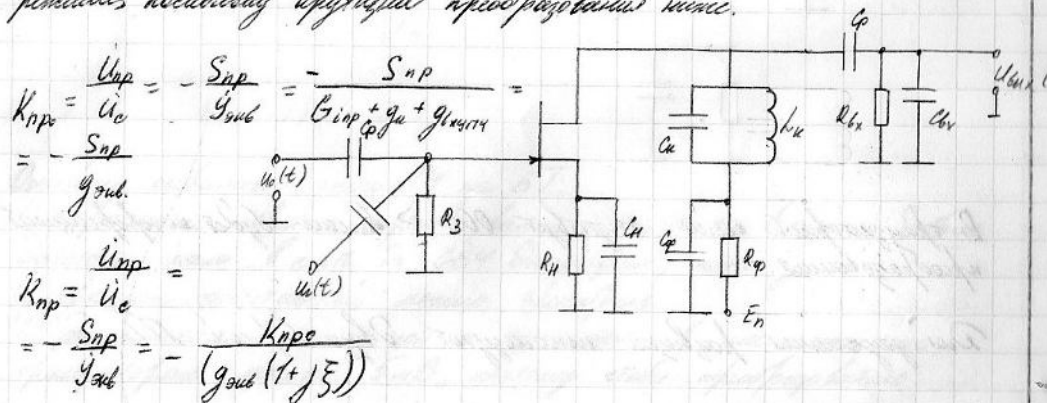
Классификация схем ПЧ:

- по типу прибора НЧ
 - транзисторные (ПТ и БТ)
 - диодные
 - ламповые
- по виду связи с источником сигнала и с выходом
 - емкостная
 - трансформаторная
 - автотрансформаторная
- используются новые варианты
- на какой элемент подается сигнал и выход, один или разные
- тип нагрузки
- с регулируемым или с фиксированным выходом.

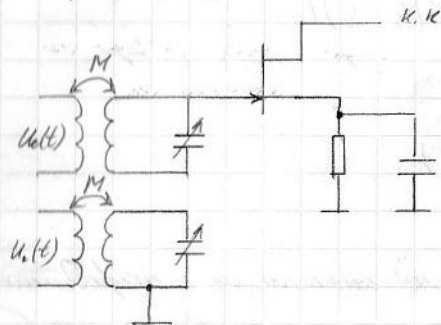
Особенности ПЧ на полевых транзисторах:

- принципиально нет обратного преобразования $S_{обр} \equiv 0$
- ВЧХ имеет квадратичный характер, крутизна линейно зависит от напряжения (см. выше)
- работает по постоянному току зависит от выходного напряжения, т.е. сигналами сигнала. Это положительное явление, поскольку это стабилизирует коэффициент преобразования
- реальный транзистор имеет емкость, но она в режиме преобразования и в режиме усиления одинакова.

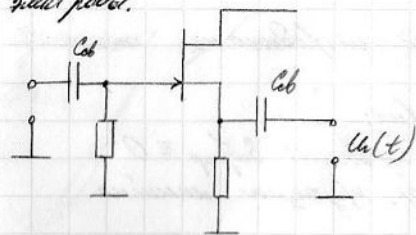
Устойчивый коэффициент преобразования имеет, как в усилительном режиме, поскольку крутизна преобразования имеет.



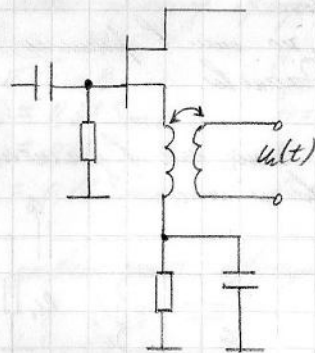
Трансформаторный свч



Обе обмотки имеют подмагничивание: большая первичная увеличивает напряжение вторичной и сигнала. Для развязки этих напряжений надо подавать их на разные каналы работы.



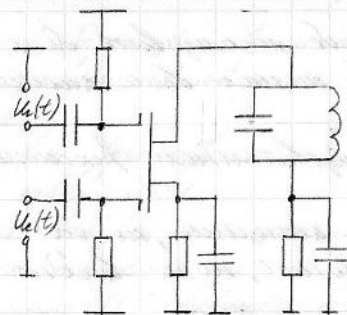
Принцип трансформаторный, но повышается ООС по частоте



Если надо изменить величину свч, необходимо перемагничивать катушку.

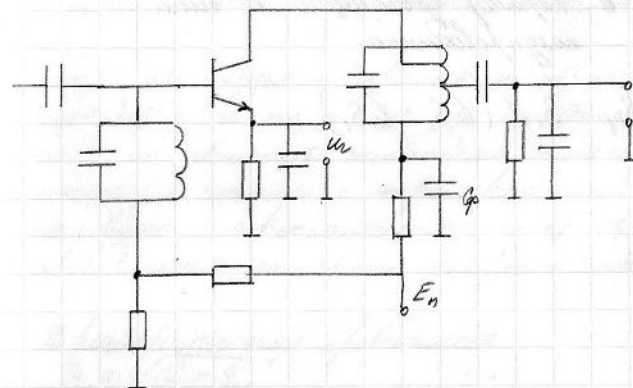
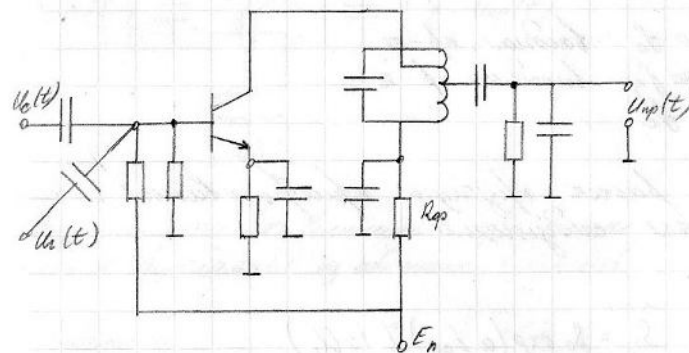
В транзисторной схеме отсутствует ООС \Rightarrow величина будет коэффициентом преобразования.

Для улучшения развязки используют двуконтурный ПТ.



Связь между затвором и пр-м. м.с.

ПТ на БТ.



$$K_{np} = \frac{K_{np0}}{1+j\delta}$$

$$|K_{np0}| = \frac{S_{np} n_1 n_2}{n_1^2 C_{np} + g_k + n_2^2 g_{knp}}$$

Основные особенности схемы ПТ на БТ:

- 1) теоретически обратное преобразование есть, но по величине $S_{обпр}$ достаточно мал в поле до СВЧ диапазона; поэтому на уменьшение частоты ее можно преобразовать.
- 2) динамический диапазон по сигналам в маломощных транзисторах меньше 5дБ, поэтому чтобы преобразовать

сигнал линейным по амплитуде, надо либо использовать такие малые транзисторы, либо сделать, чтобы сигнал был амплитудно-линейным

3) амплитуда в усилителе и преобразователе линейна

4) от напряжения гетеродина зависит амплитуда, но это стабилизирует коэффициент преобразования, но и выходная мощность.

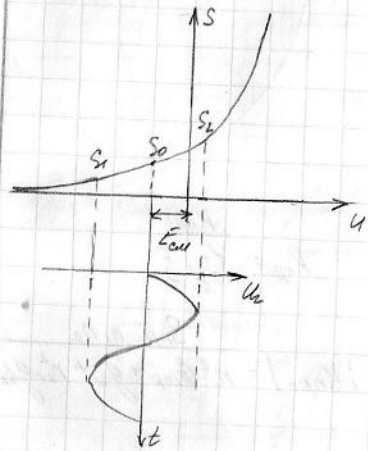
5) ВДХ БТ близка к экстремальной, поэтому пользуются приближенными значениями для параметров пр-а

$$G_{pr} = (0,7 \div 0,8) g_{11} \text{ на } f_c \text{ выходная пр-та}$$

$$G_{i,pr} = (0,6 \div 0,8) g_{11} \text{ на } f_{op} \text{ входная пр-та}$$

$$S_{pr} = (0,4 \div 0,6) S \text{ на } f_c$$

Если же, если при расчете крутизны преобразования будем руководствоваться следующим



$$S_{pr} = S_0 \exp(a E_{em}) J_n(a U_e)$$

J_n — модифицированная функция Бесселя n-го порядка и параметр зависит от типа полупроводника

$$S_{pr} = S_1 J_n(\ln S_2 - \ln S_1)$$

07.05.10

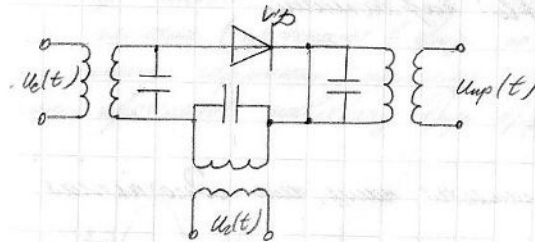
Диодные преобразователи частоты. Используются в СВЧ диапазоне благодаря малой инерционности, высокой коэффициенту шума и большой динамичности диапазона.

В этом диапазоне все чаще (модулированными, коммутационными, переключающими) являются цепи с распределенными параметрами.

Но при рассмотрении работы цепи мы будем считать ее пассивной.

Для выбора оптимальной рабочей точки и диоду подводится постоянное напряжение.

Диодные ПЧ бывают одностактными и двустактными (балансными)



В зависимости от величины пр частоты нагрузочный контур может выполняться из обычных элементов

Обобщим:

- 1) без напряжения вкл. полевых транзисторов $\frac{1}{R_i}$
- 2) из обкладок ВДХ диода, когда $S = R_i$

следует, что крутизна прямого и обратного пр-а будут равны $S_{pr} = S_{op,pr}$ и схема нагружена пассивной R_p и $T \rightarrow$ для того, чтобы не увеличивать необходимо согласовывать проводимость источника сигнала с характеристической проводимостью этого пассивного четырехполюсника и пр-та нагрузки с характер. проводимостью пассивного четырехполюсника.

Характеристическая проводимость.

$$G_x = \sqrt{G_{pr}^2 - S_{pr}^2}$$

G_{pr} и S_{pr} находятся по формулам, которые были рассмотрены выше.

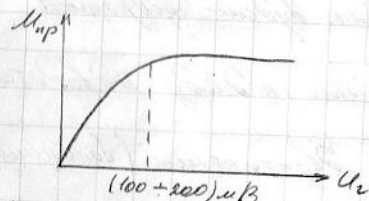
$$S_{pr} = \frac{S \sin \theta}{u} \quad G_{pr} = \frac{S \cos \theta}{u}$$

$$M_{pr} = S_{pr} R_{in} = \frac{S_{pr}}{G_{pr}} = \frac{\sin \theta}{\cos \theta}$$

В режиме согласования максимальный коэффициент пр-я

$$K_{прmax} = \frac{U_{пр}}{\sqrt{1 - U_{пр}^2} + 1}$$

$$K_{прmax} = (K_{прmax})^2$$



$$U_{пр} = \frac{2}{\pi} \quad (\theta = \frac{\pi}{2})$$

формулы справедливы для первой гармоники

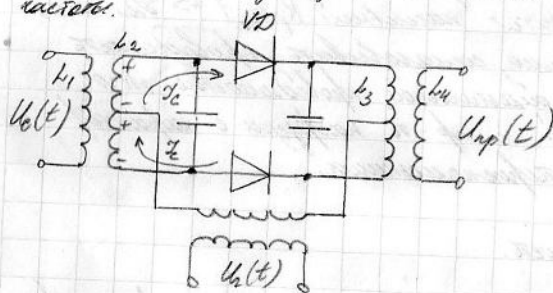
$$|K_{пр0}| = S_{пр} Z_{нзв пр}$$

$$|K_{прр}| = S_{прр} Z_{нзв вв}$$

Балансный диодный ПЧ принимает также, как одноканальный схема.

Достоинства:

- 1) устраняется развязка сигнальных и гетеродинных цепей, поэтому в сигнальных цепях нет гетеродина и если сигнал является первой насадкой, отсутствует излучение гетеродина в эфир.
- 2) в такой схеме подавляются так называемые шумовые гетеродина, его сигнал коэффициент шума ПЧ, т.е. повышается чувствительность приемника
- 3) на выходе отсутствуют все четные гармоники промежуточной частоты.



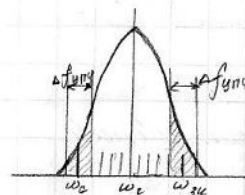
Сигнал подается на диоды в противофазе, гетеродин - в фазе. Для хорошей работы необходимо правильно выполнить фазировку точек и подобрать диоды с одинаковыми характеристиками, поэтому они на заводах маркируются парами.

Тогда гетеродина одинаковы по направлению и амплитуде, поэтому в катушке L_1 ток гетеродина не наводится; в катушке L_2 ток гетеродина течет в противоположных направлениях и равен по амплитуде, поэтому на выходе напряжение гетеродина отсутствует.

Для четных гармоник на выходе ПЧ будет присутствовать напряжение пр. частоты, т.к. на выходе диодов ток сигнала течет в противофазе и общий ток $I_{с2} + I_{с2} = 2I_{с1}$

Для пр. частоты ток пр. частоты имеет такую же фазу, как и ток сигнала (протекает в фазе по катушке L_2)

Для четных гармоник сигнала и пр. частоты в катушке L_2 ток протекает навстречу друг другу и уничтожаются



Кроме ω_0 гетеродина излучает непрерывный шумовой спектр и шумовый гетеродина называют шумовые компоненты гетеродина, заштрихованные на рисунке.

В балансной схеме с этими шумами происходит то же самое, что и с напряжением гетеродина.

Детектирование сигналов

Детектирование - это процесс преобразования модулированного ВЧ сигнала в сигнал частоты модулирующего сигнала.

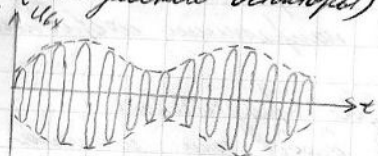
Устройство, в котором происходит детектирование, называется детектором.

Различают АМ, ЧМ, РМ, различные виды НЧ модулированных детекторов.

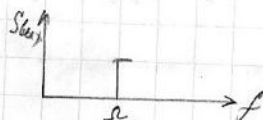
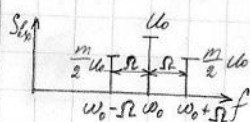
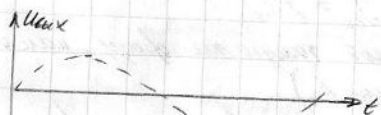
Амплитудный детектор или детекторы амплитудно-модулированных сигналов.

В детекторе АМ осуществляется выделение огибающей АМ с одновремленным подавлением несущего напряжения

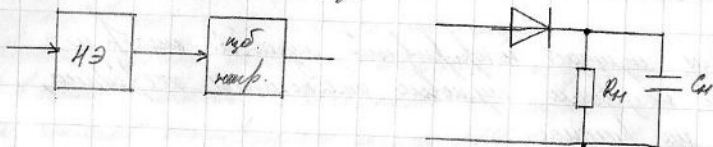
Роль нелинейного колебания может играть гармоническое колебание или колебательность радио- или видеосигналов (импульсной детекторы)



$$u_0(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi)$$



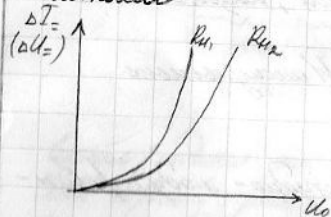
Т.к. происходит преобразование спектра требуется минимальный элемент и изобраз. нагрузка



Наиболее широко используются диодный ДЭ детекторы

Оцениваем качество работы выделяющими характеристиками.

1) Детекторная характеристика
Для амплитудированного сигнала, зависимость приращенный тока или напряжения на выходе детектора от напряжения сигнала



$$u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

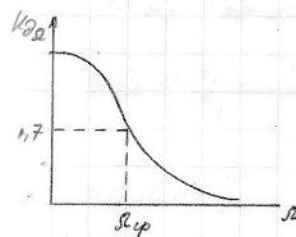
2) коэффициент детектирования

$$K_D = \frac{\Delta U}{U_0} \text{ для модулированного сигнала}$$

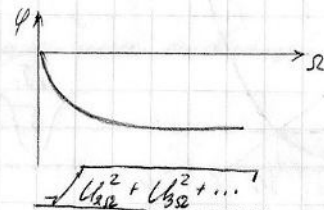
$$K_{D\Omega} = \frac{U_{D\Omega}}{U_0}$$

Если нагрузка выделена правильно, то эти коэффициенты равны

3) минимальные искажения

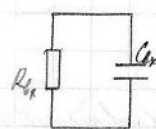


фазо-частотный коэффициент



минимальные искажения $K_{\text{мин}} = \frac{1}{\sqrt{U_{D\Omega}^2 + U_{D\phi}^2 + \dots}}$

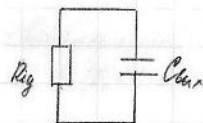
4) $Z_{D\Omega}$ имеет активный и реактивный характер



$$Z_{D\Omega} = \frac{U_{D\Omega}}{I_{D\Omega}}$$

$$R_{D\Omega} = \frac{U_0}{I_{D\Omega}}$$

5) $Z_{\text{внх}}$



$R_{D\Omega}$ внутреннее сопротивление детектора в режиме детектирования

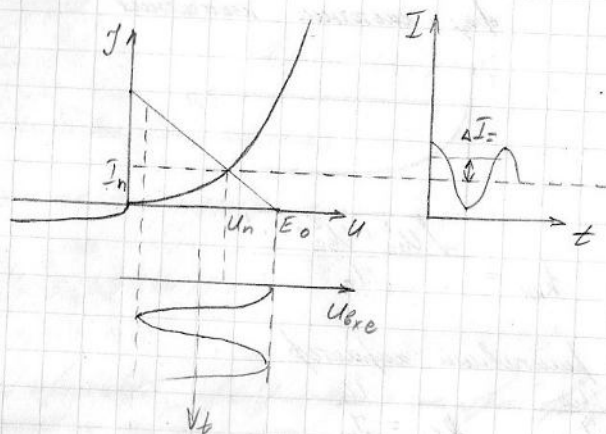
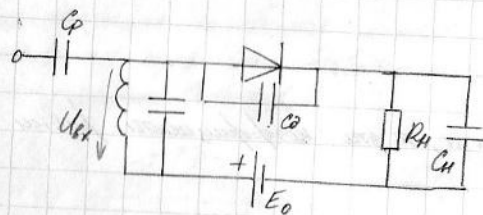
6) коэффициент фазовращения

$$K_{\phi} = \frac{U_{D\phi}}{U_0} \leq 10\%$$

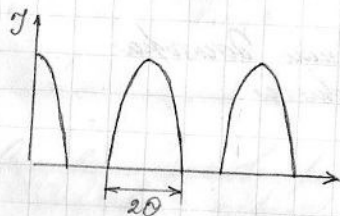
Диодный ДЭ детектор бывает амплитудным (используется наиболее часто) и фазочастотным

Амплитудный диодный детектор.

$$\Delta U = -\Delta I \cdot R_H$$



Равным образом уменьшение амплитуды U_0 увеличивает приращение тока $\Delta I = \uparrow$, следовательно падает отклик



Выходное напряжение имеет вид постоянного напряжения

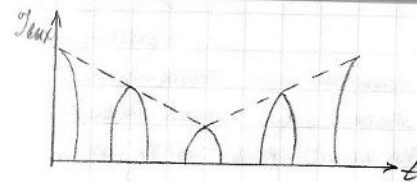
$C_H \gg C_0$, чтобы коэффициент передачи определялся параметрами цепи

$$C_{Hmin} = 10C_0$$

$$\frac{1}{\omega C_H} \ll R_H$$

$$\tau_p = C_H R_H (C_H R_H \parallel R_{доп}) \gg T_{\omega} - \text{подавление шумов}$$

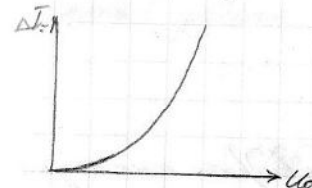
$$\tau_3 = C_H R_H \ll \tau_p$$



$$\frac{1}{\omega C_H} \gg R_H \text{ детектор безынерционный}$$

$\tau_p = C_H R_H \ll T_{\omega}$ чтобы отфильтровать шумовый низкочастотный сигнал

$$\tau_{\omega} \ll C_H R_H \ll T_{\omega}$$



Начальный участок кривой линейный, но линейный участок не имеет смысла.

Помимо детекторной характеристика и другими показателями АД характеризуется различиями при малых и больших напряжениях на входе, мы сейчас рассмотрим детектор слабых сигналов (квадратичный) и детектор сильных сигналов (линейный)

Квадратичный диодный детектор

$$U_0 \leq (0,1 + 0,2) B$$

На входе имеет немодулированный входной сигнал

$U_{ex}(t) = U_0 \cos \omega_0 t$, напряжением пока U_n и приращением постоянного напряжения $\Delta U =$

Разлагая в степенной ряд по малым переменным вокруг рабочей точки (обычно амплитуды)

$$U_n \gg U_0, \quad U_n \gg \Delta U =$$

$i_{ex} = f_{линей}(U_{ex}(t), U_n, \Delta U =)$ линейная функция трех напряжений

$$i_{ex} = i_{ex}(U_n) + f'(U_n)(U_0 \cos \omega_0 t + \Delta U) + 0,5 f''(U_n)(U_0 \cos \omega_0 t + \Delta U)^2 + \dots$$

$$i_{ex} = f \text{ линейная функция}$$

$$I_z = I_n + f'(U_n) \Delta U_z + 0,5 f''(U_n) \Delta U_z^2 + 0,25 f'''(U_n) \Delta U_z^3 + \dots$$

$$\cos^2 \alpha = 0,5 \cos \alpha + 0,5$$

$$\cos^2 \omega t = 0,5 \cos 2\omega t + 0,5$$

$$\Delta I_z = f'(U_n) \Delta U_z + 0,25 f''(U_n) U_0^2$$

$$\Delta U_z = -\Delta I_z R_H$$

$$\Delta I_z = (1 + f'(U_n) R_H) = 0,25 f''(U_n) U_0^2$$

$$\Delta I_z = \frac{0,25 f''(U_n)}{1 + f'(U_n) R_H} U_0^2 = A U_0^2$$

Характеристика квадратична. ток зависит от квадрата амплитуды подаваемого напряжения.

$$\Delta U_z = -\Delta I_z R_H$$

$$K_D = \frac{\Delta U_z}{U_0} = A R_H U_0 = B U_0 \text{ зависит от амплитуды сигнала, чем больше сигнал, тем меньше коэффициент передачи } (K < 1)$$

На вход поступает АМ-сигнал

$$U_0(t) = U_0(1 + m \cos \omega t)$$

$$\Delta U_z = B U_0^2(t) = B U_0^2(1 + m \cos \omega t)^2 = B U_0^2(1 + 2m \cos \omega t + m^2 \cos^2 \omega t) = B U_0^2(1 + 2m \cos \omega t + \frac{m^2}{2} + \frac{m^2}{2} \cos 2\omega t)$$

$$0,5 m^2 + 0,5 m^2 \cos 2\omega t$$

Получено 2-е слагаемое частоты модуляции, т.е. на выходе минимальное напряжение.

$$K_{HH} = \frac{U_{02}}{U_0} = \frac{m}{4}$$

Недостатки:

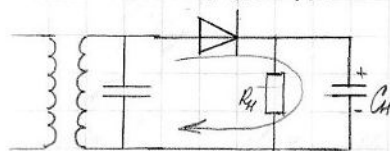
- коэффициент минимального усиления очень большой, поэтому детектор можно применять в радиовещании, звуковых приемниках.
- минимальный коэффициент передачи

Этот детектор применяется в измерительной аппаратуре (квадратичный вольтметр), в радиостроении.

Минимальный диодный детектор (схема та же, без E_0)

Амплитуда сигнала на входе $U_0 = (0,5 \pm 1) В$, при этом характеристику строим и рассматриваем минимальный участок.

2.1.05.10

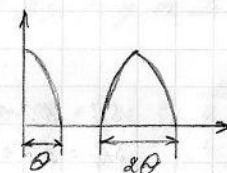
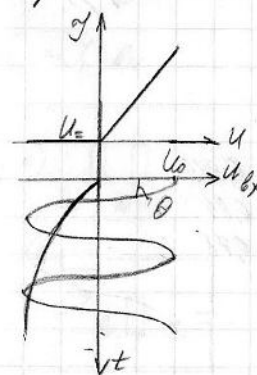


$$U_0 \geq (0,7 \div 1) В$$

$$\tau_3 = C_H R_H$$

$$\tau = C_H (R_H // R_{out}) \approx C_H R_H$$

Теория идеального линейного детектора



источники дополнительного сигнала отсутствуют

$$E_0 = 0$$

$$\Delta I_z = I_z \quad \Delta U_z = U_z$$

$$I_n = 0 \quad U_n = 0$$

$$U(t) = U_0 \cos \omega t$$

$$U_z = U_0 \cos \omega t$$

$$K_D = \frac{U_z}{U_0} = \cos \theta$$

$$U = \begin{cases} SU(t) & U \geq 0 \\ 0 & U < 0 \end{cases}$$

$$U(t) = U_{bx}(t) - U_c = U_0 \cos \omega t - U_c = U_0 \cos \omega t - U_0 \cos \theta$$

$$i_{bx} = S U_0 (\cos \omega t - \cos \theta)$$

$$I_c = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i(u) d\omega t = \frac{S U_0}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t$$

$$I_c = \frac{S U_0}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

$$I_c = \frac{U_c}{R_H} \quad U_c = I_c R_H = U_0 \cos \theta$$

$$\frac{U_0 \cos \theta}{R_H} = \frac{S U_0}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

$$U_0 \neq 0 \quad \cos \theta \neq 0$$

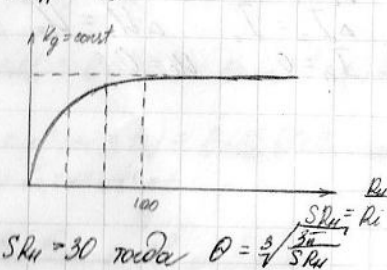
$$\frac{1}{R_H} = \frac{S}{\pi} (\tan \theta - \theta)$$

$$\tan \theta - \theta = S R_H \quad K_g = \cos \theta$$

у нас есть нелинейный элемент, нелинейный диод и сопротивление нагрузки

$$\text{нелинейность } S = \frac{1}{R_i}$$

$$S R_H = \frac{R_H}{R_i}$$



от амплитуды коэффициенты передачи зависят

$$|Z_H| > R_H \quad \frac{1}{\omega C} \ll R_H$$

$\frac{1}{R_H} \gg R_H$ для модулирующих частот

$$U_{bx} = U_0(t) K_g = U_0 (1 + m \cos \Omega t) K_g$$

$$R_{bx} = \frac{U_0}{I_{w1}} \int_{-\infty}^{+\infty} i(\omega t) \cos \omega t d\omega t$$

$$R_{bx} = \frac{U_0}{S} \frac{1}{\theta - 0.5 \sin 2\theta} = R_H \frac{\tan \theta - \theta}{\theta - 0.5 \sin 2\theta}$$

$$\theta \rightarrow 0 \quad R_{bx} \approx 2$$

$$\theta \rightarrow \pi/2 \quad R_{bx} \approx 2 R_i \quad R_i \text{ сопротивление диода}$$

Затем вычисляем коэффициент передачи
- используем для модулированного сигнала
 $I_c = f(U_{bx}, U_c)$

$$\Delta U_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_{bx}} \Delta U_{bx} + \frac{\partial I_c}{\partial U_c} \Delta U_c + \dots$$

$$\frac{\partial I_c}{\partial U_{bx}} = S_g \quad \frac{\partial I_c}{\partial U_c} = \frac{1}{R_{ig}} = G_{ig}$$

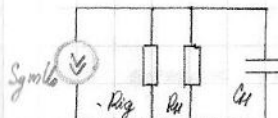
$$U_{ig} = S_g R_{ig}$$

делит

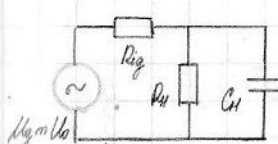
$$\Delta I_c \rightarrow I_{\Sigma} \quad \Delta U_0 \rightarrow m U_0$$

$$\Delta U_c \rightarrow U_{\Sigma} \quad I_{\Sigma} = S_g m U_0 + \frac{1}{R_{ig}} U_{\Sigma}$$

$$U_{\Sigma} = I_{\Sigma} R_H \quad I_{\Sigma} (1 + R_{ig}) = S_g m U_0$$



$$K_g = S_g Z_{H2} = S_g \frac{R_H R_{ig}}{R_H + R_{ig}}$$



S_g зависит от того, какой диод

Квадратичный диод

$$S_g = 0.25 f'(U_H) U_0$$

$$U_{ig} = \frac{0.25 f''(U_H) U_0}{f'(U_H)}$$

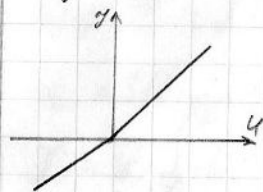
$$R_{ig} = \frac{1}{f'(U_H)}$$

Линейный детектор

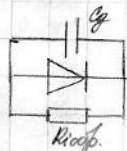
$$S_d = \frac{S \sin \theta}{\pi}$$

$$R_{ig} = \frac{\pi}{S \theta}$$

$$U_d = \frac{\sin \theta}{\theta}$$



усть линейной ВЛХ характеристики полупроводникового диода



$$S = R_e \quad S_{доф} = \frac{1}{R_{доф}}$$

$$Z_p = \frac{C_H R_H R_{доф}}{R_H + R_{доф}}$$

Для расчета применимы все рассматриваемые формулы, если считать не S , а S^* :

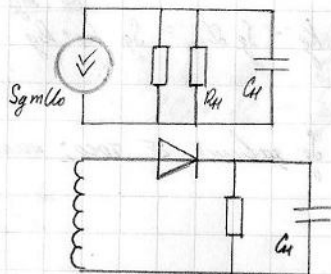
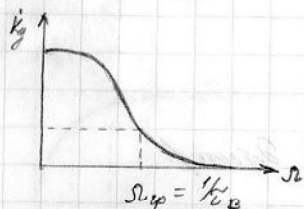
$$S^* = S - S_{доф}$$

$$R_H^* = R_H \parallel R_{доф}$$

$$R_{bx} = 2R_{доф} + 3R_H \quad (\leq R_{bx})$$

Искажение в детекторе
в линейном детекторе при неправильном выборе нагрузки возможно искажение

Линейное искажение может возникнуть в том случае, если емкость нагрузки выбрана неправильно



$$\tau_B = C_H \frac{R_H R_{ig}}{R_H + R_{ig}}$$

$$\Omega_{cp} \geq \Omega_{вход-вых}$$

$$C_H \leq \frac{\tau_B (R_H + R_{ig})}{R_H R_{ig}} \approx \frac{\tau_B}{R_{ig}}$$

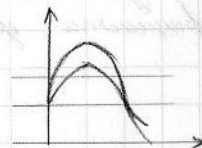
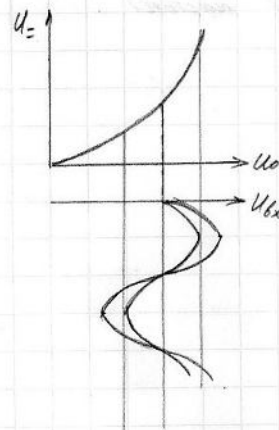
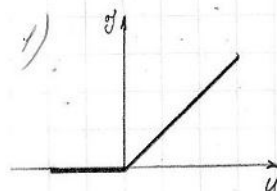
$$C_{Hmin} \geq 10 C_d$$

ограничение с нуля должно быть более точным

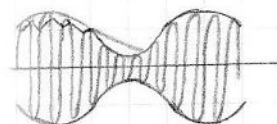
более точная емкость должна выбираться по другой формуле

$$C_{Hmin} = \frac{S}{\omega_{cp} \pi} \frac{(\pi - \theta)(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{1 - \cos \theta}$$

Наименьшее искажение



$$2) R_H C_H \gg T_{\Omega}$$



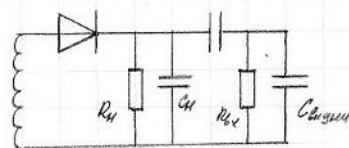
$$\left| \frac{dU_{ac}}{dt} \right| \geq \left| \frac{dU_{bx}}{dt} \right| \sqrt{1 - m^2}$$

$$R_H C_H \leq m \tau_B$$

$$m \text{ — коэффициент модуляции}$$

$$\text{Самое маленькое } R_H C_H \leq m_{max} \tau_{max}$$

$$3)$$



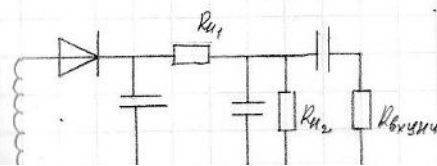
$$R_2 = R_H$$

$$R_{\sim} = \frac{R_H R_{bx} C_H}{R_H + R_{bx} C_H} < R_2$$

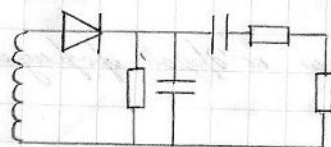
$$R_{\sim} / R_2 \geq m \quad \text{где } R_{bx} C_H \ll R_{ig}$$

$$R_2 = R_{H1} + R_{H2}$$

$$R_{\sim} = R_{H1} + \frac{R_{H2} \cdot R_{bx} C_H}{R_{H2} + R_{bx} C_H}$$



4) увеличение входной сопротивлении УНЧ



$$R_{in} = R_{in} \parallel (R_{сф} + R_{ex})$$

5) и 6) уменьшается коэффициент передачи, но компенсируется коэффициентом усиления частот.

$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш\text{вх}} K_p} = \frac{P_{ш\text{вых}}}{P_{ш\text{вх}} \frac{P_{с\text{вх}}}{P_{с\text{вх}}}} = \frac{P_{ш\text{вх}} \cdot P_{с\text{вх}}}{P_{ш\text{вх}} \cdot P_{с\text{вх}}} = \frac{(P_c/P_{ш})_{вх}}{(P_c/P_{ш})_{вх}}$$

Во сколько раз отпавил сигнал шума на входе балки, чем на выходе

Взаимосвязанный (показательный) режим $K_{ш}$, $P_{ш0}$ (входной шум)

Эквивалентная шумовая температура - та температура, на которую надо изменить сопротивление источника шума на входе четырехполюсника, чтобы в нагрузке четырехполюсника получить на выходе ту же мощность шума, что и в реальности.



$$P_{ш\text{вх}} = 4k(T_0 + T_{ш})R_{ш0}F_{ш}K_{ш}$$

$$P_{ш\text{вх}H} = k(T_0 + T_{ш})K_{ш} \Delta F_{ш}$$

$$P_{ш\text{вх}} = kT_0 \Delta F_{ш} K_{ш} + P_{ш\text{свбв}}$$

$$\frac{P_{ш\text{вх}}}{K_{ш}}$$

$$K_{ш} = \frac{P_{ш0}}{P_{ш\text{вх}}}$$

$$K_{ш} = \frac{T_0 + T_{ш}}{T_0} = 1 + \frac{T_{ш}}{T_0}$$

$$T_{ш} = T_0(K_{ш} - 1)$$

Коэффициент шума пассивной цепи

Зависит от температуры излучения

Взаимосвязанный коэффициент шума пассивной цепи максимальный при температуре T_0 в согласованном режиме.

$$P_{ш\text{вх}} = P_{ш0} = kT_0 \Delta F_{ш}$$

$$P_{ш\text{вх}} = P_{ш0} = kT_0 \Delta F_{ш}$$

$$\frac{P_{ш\text{вх}}}{P_{ш\text{вх}} K_{ш}} = \frac{1}{K_{ш}}$$

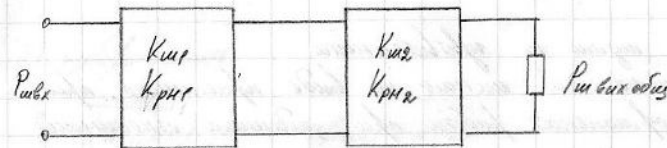
$$K_{ш} = \frac{1}{K_{ш}} = L - определяется активными потерями L$$

Уменьшить коэффициент шума можно понизив температуру пассивной цепи

Для ступенчатой входной цепи коэффициент шума рассчитывается по формуле.

$$K_{ш\text{вс}} = 1 + \frac{T_p}{T_0} \left(\frac{1}{K_{ш1}} - 1 \right) = 1 + \frac{T_p}{T_0} (L - 1)$$

Коэффициент шума каскадного соединения (последовательного) четырехполюсников.



$$K_{ш\text{вс}} = \frac{P_{ш\text{вх}}}{P_{ш\text{вх}} K_{ш1} K_{ш2}} = \frac{(P_{ш\text{вх}} K_{ш1} + P_{ш\text{свбв}1}) K_{ш2} + P_{ш\text{свбв}2}}{P_{ш\text{вх}} K_{ш1} K_{ш2}} =$$

$$= \frac{P_{ш\text{вх}} K_{ш1} K_{ш2} + P_{ш\text{свбв}1} K_{ш2} + P_{ш\text{свбв}2}}{P_{ш\text{вх}} K_{ш1} K_{ш2}} = 1 + \frac{P_{ш\text{свбв}1}}{P_{ш\text{вх}} K_{ш1}} + \frac{P_{ш\text{свбв}2}}{P_{ш\text{вх}} K_{ш1} K_{ш2}}$$

$$K_{ш\text{свбв}} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{ш1}} \cdot \frac{P_{ш\text{свбв}2}}{P_{ш\text{вх}} K_{ш2}} = \frac{1}{K_{ш1}} \left(K_{ш2} - 1 \right)$$

Аналогично, для n каскадов, соединенных последовательно

$$K_{ш\text{свн}} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{ш1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{ш1} K_{ш2}} + \dots + \frac{K_{шn} - 1}{K_{ш1} K_{ш2} \dots K_{ш(n-1)}}$$

На общий коэффициент шума влияют в основном 1-е каскады; они должны иметь малый коэффициент шума и большой коэффициент передачи

$$\text{Потенциал выбора шумовой меры } M = \frac{K_{ш}}{1 - 1/K_{ш}}$$

Величина входной цепи максимальная, то эту формулу для приближения можно упростить.

$$K_{ш} = K_{ш\text{вс}} + \frac{K_{ш\text{свн}} - 1}{K_{ш\text{вс}}} + \frac{K_{ш\text{свн}} - 1}{K_{ш\text{вс}} K_{ш\text{свн}}} + \frac{K_{ш\text{свн}} - 1}{K_{ш\text{вс}} K_{ш\text{свн}} K_{ш\text{свн}}} + \dots$$

$$K_{ш} = \frac{1}{K_{ш\text{вс}}} + \frac{K_{ш\text{свн}} - 1}{K_{ш\text{вс}}} + \dots$$