

**упч**

**Усилителем промежуточной частоты (УПЧ)** называются каскады супергетеродинного радиоприемника, усиливающие принимающие сигналы на постоянной для данного радиоприемника промежуточной частоте.

***УПЧ выполняет две важнейшие задачи:***

- 1) обеспечивает основное усиление принимаемого сигнала до величины, необходимой для нормальной работы детектора;
- 2) обеспечивает основную избирательность всего радиоприемника по отношению к сигналам соседних станций (по соседнему каналу) при допустимом уровне искажений информации в принимаемом сигнале.

В структурной схеме супергетеродинного радиоприемника УПЧ размещаются между преобразователем частоты и детектором.

**Основное отличие УПЧ от УРЧ** в том, что избирательные цепи УПЧ всегда настроены на постоянную для данного радиоприемника промежуточную частоту. Это позволяет применять в УПЧ сложные избирательные цепи с амплитудно-частотными характеристиками, близкими к прямоугольным, и обеспечивать высокую избирательность при необходимом качестве воспроизведения усиливаемого сигнала.

**УПЧ классифицируют** по ряду следующих признаков:

- по типу усилительного прибора (транзисторные, ламповые и т.п.);
- по числу каскадов (однокаскадные и многокаскадные);
- по применяемым избирательным цепям (одноконтурные, с полосовым фильтром, с ФСИ и т.п.);
- по ширине полосы пропускания (узкополосные и широкополосные).

В широкополосных усилителях коэффициент усиления каскада уменьшается при расширении полосы пропускания.

Для узкополосных усилителей характерно уменьшение коэффициента усиления каскада при сужении полосы пропускания (при неизменной конструктивной добротности контура). Применяются в профессиональных связных и радиовещательных приемниках АМ сигналов в диапазонах ДВ, СВ и КВ.

Применяются в телевизионных и радиолокационных приемниках, а также в радиоприемниках станций радиорелейной, тропосферной, спутниковой и космической связи

Усилитель промежуточной частоты в супергетеродинном приемнике производит основное усиление необходимое для нормальной работы детектора. Коэффициент усиления напряжения у таких усилителей обычно имеет величину порядка  $10^4 \div 10^5$  (80÷100 дБ). Вместе с тем усиление должно быть достаточно равномерным в пределах полосы пропускания, ширина которой зависит от назначения приемника.

В радиотелеграфных приемниках она составляет несколько сотен герц; в ТВ приемниках - до нескольких мегагерц.

Номинальная промежуточная частота зависит от типа приемника. Ее значения лежат в пределах от 110 кГц до 60-200 МГц, причем широкие полосы пропускания достижимы лишь при повышенных частотах, тогда как узкие полосы пропускания, при конструктивно выполнимых затуханиях контуров, можно получать, лишь используя низкие промежуточные частоты.

Для получения высокой избирательности усиление должно резко убывать за пределами полосы пропускания. Резонансная кривая должна приближаться к наиболее выгодной прямоугольной резонансной кривой, ширина которой равна требуемой полосе пропускания

Это затрудняет применение таких усилителей в приемниках прямого усиления с переменной настройкой, так как одновременное изменение настройки нескольких резонансных систем встречает серьезные технические трудности. При использовании полосовых усилителей в качестве УПЧ все контуры настраиваются при начальной регулировке приемника и не изменяются в процессе эксплуатации.

Иногда полосовые усилители применяются в приемниках прямого усиления с фиксированной настройкой.

В настоящее время находят применение следующие типы полосовых усилителей:

1. Усилители, у которых каждый каскад содержит одиночный контур, причем контуры разных каскадов настроены на одну частоту;
2. Усилители, у которых каждый каскад содержит одиночным контур, причем контуры разных каскадов настроены на разные частоты;
3. Усилители, у которых каждый каскад содержит систему связанных контуров;
4. Усилители с фильтрами сосредоточенной селекции;
5. Комбинированные усилители.

**УПЧ С**

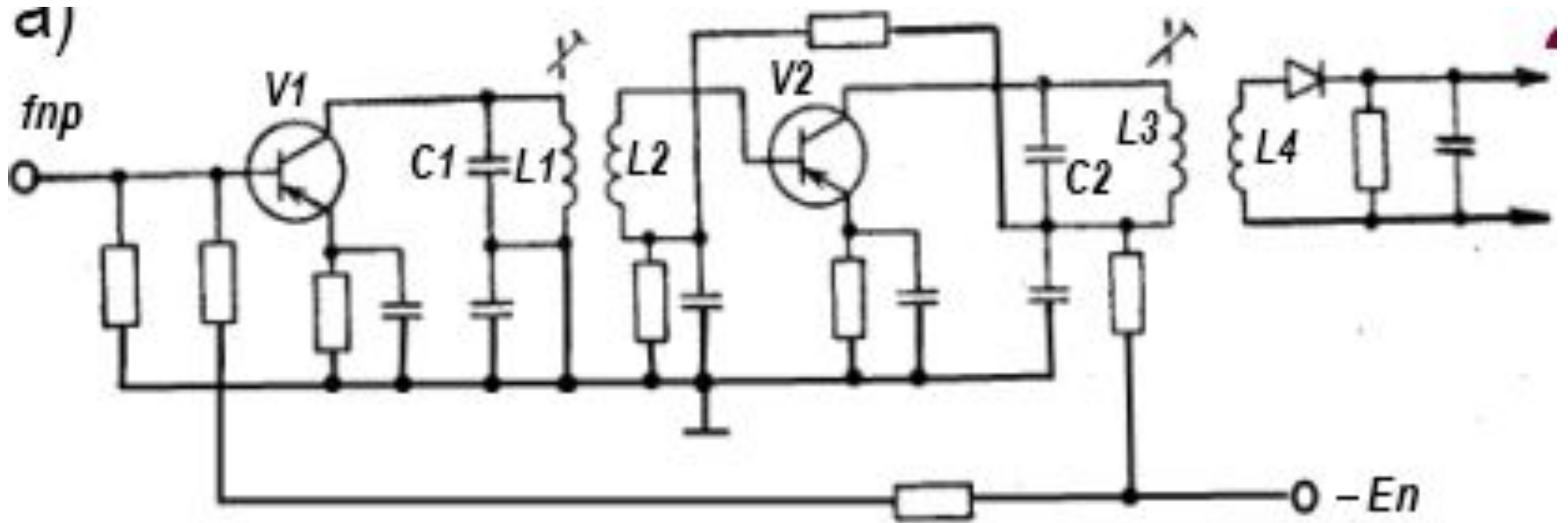
**ОДНОКОНТУРНЫМИ**

**КАСКАДАМИ,**

**НАСТРОЕННЫМИ**

**НА ОДНУ ЧАСТОТУ  $f_{\text{пр}}$**

# Одноконтурные настроенные УПЧ



Одноконтурный усилитель, по сравнению с полосовым, обладает тем преимуществом в том, что дает большее усиление, но избирательность и равномерность усиления боковых частот у него меньше. Поэтому он применяется в простых приемниках с малочувствительной антенной (штыревой, рамочной, ферритовой), где нужно большое усиление.



# УПЧ С ОДНОКОНТУРНЫМИ КАСКАДАМИ, НАСТРОЕННЫМИ НА ОДНУ ЧАСТОТУ

УПЧ – должен иметь большой коэффициент усиления, для этого УПЧ делают многокаскадным (он осуществляет основное додетекторное усиление).

Общее усиление многокаскадного усилителя у которого каждый каскад содержит одиночный контур, причем контуры разных каскадов настроены на одну промежуточную частоту определяется перемножением коэффициентов всех каскадом при одинаковых частотах.

коэффициент усиления УПЧ,  
содержащего N одинаковых  
каскадов

$$K_N(\omega) = [K(\omega)]^N = \left( \frac{mn |Y_{12}| R_3}{\sqrt{1 + \xi^2}} \right)^N$$

Резонансный коэффициент  
усиления

$$K_{0N} = [K(\omega_0)]^N = (mn |Y_{210}| R_3)^N$$

избирательность

$$\sigma = \frac{K_N(\omega_0)}{K_N(\omega)} = \frac{1}{\gamma_N} = \left( \frac{|Y_{210}|}{|Y_{21}|} \sqrt{1 + \xi^2} \right)^N$$

# УПЧ С ОДНОКОНТУРНЫМИ КАСКАДАМИ, НАСТРОЕННЫМИ НА ОДНУ ЧАСТОТУ

Определим полосу пропускания УПЧ при заданной неравномерности  $\gamma_N$

При узкополосных УПЧ

$$\frac{1}{\gamma_N} \approx \left( \sqrt{1 + \xi^2} \right)^N$$

Полоса пропускания

$$B_{\gamma_N} = f_0 d_3 \sqrt{1 / \sqrt[N]{\gamma_N^2} - 1}$$

При неравномерности всех каскадов  $\gamma_N = 0,707$

$$B_{N0.7} = f_0 d \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1} = B_{0.7} / \psi_1(N)$$

функция числа каскадов.

$$\psi_1(N) = 1 / \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}$$

$B_{0.7}$  – полоса пропускания 1-го каскада

С ростом N полоса (результатирующая) усилителя становится все меньше полосы одиночного контура (каскада). Для получения заданной полосы пропускания N-каскадного усилителя затухание каждого контура определяется выражением:

$$B_k = B_{0.7} \sqrt[N]{\psi_1(f)} / 0$$

Коэффициент прямоугольности частотной характеристики усилителя зависит от числа каскадов

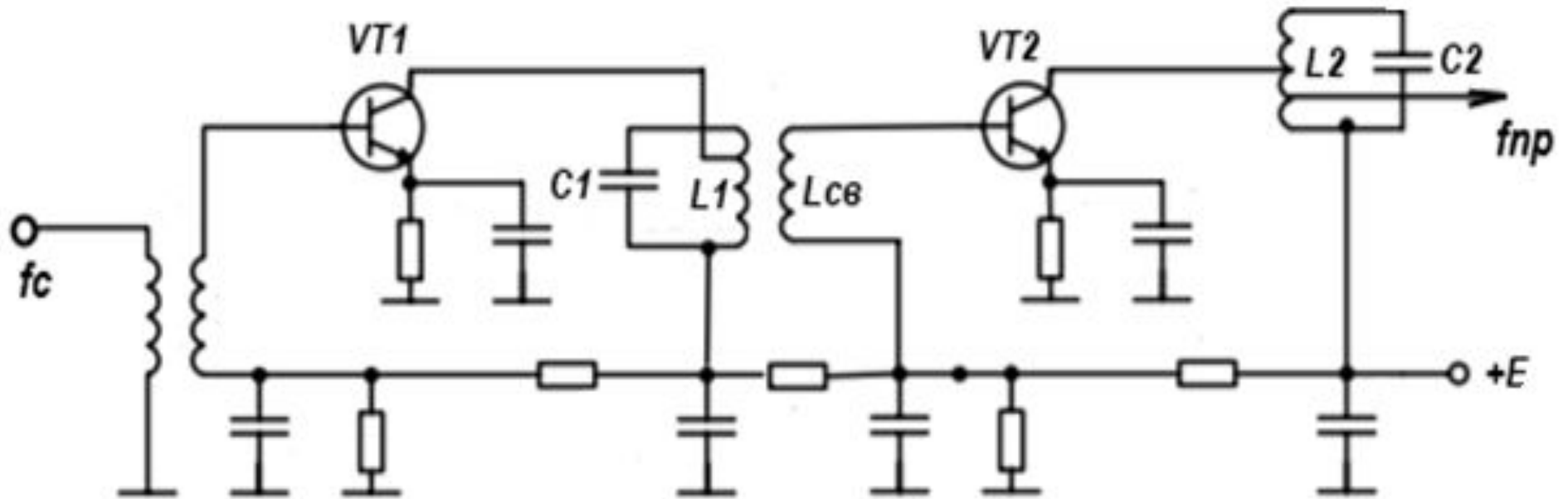
$$K_{\Pi_\gamma} = \frac{\Pi_{\gamma N}}{\Pi_{0,7N}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\sqrt[N]{(\gamma N)^2}} - 1}}{\sqrt{\frac{1}{\sqrt[N]{2}} - 1}}$$

У однокаскадного усилителя  $K_{\Pi_{0,1}} \approx 10$ .

С ростом числа каскадов прямоугольность улучшается, однако возможности улучшения ограничены. Так, при  $N \rightarrow \infty$   $K_{\Pi_{0,1}} \approx 2,6$

Фазовая характеристика многокаскадного усилителя  $\varphi_{\gamma N} = N \cdot \varphi_\gamma$

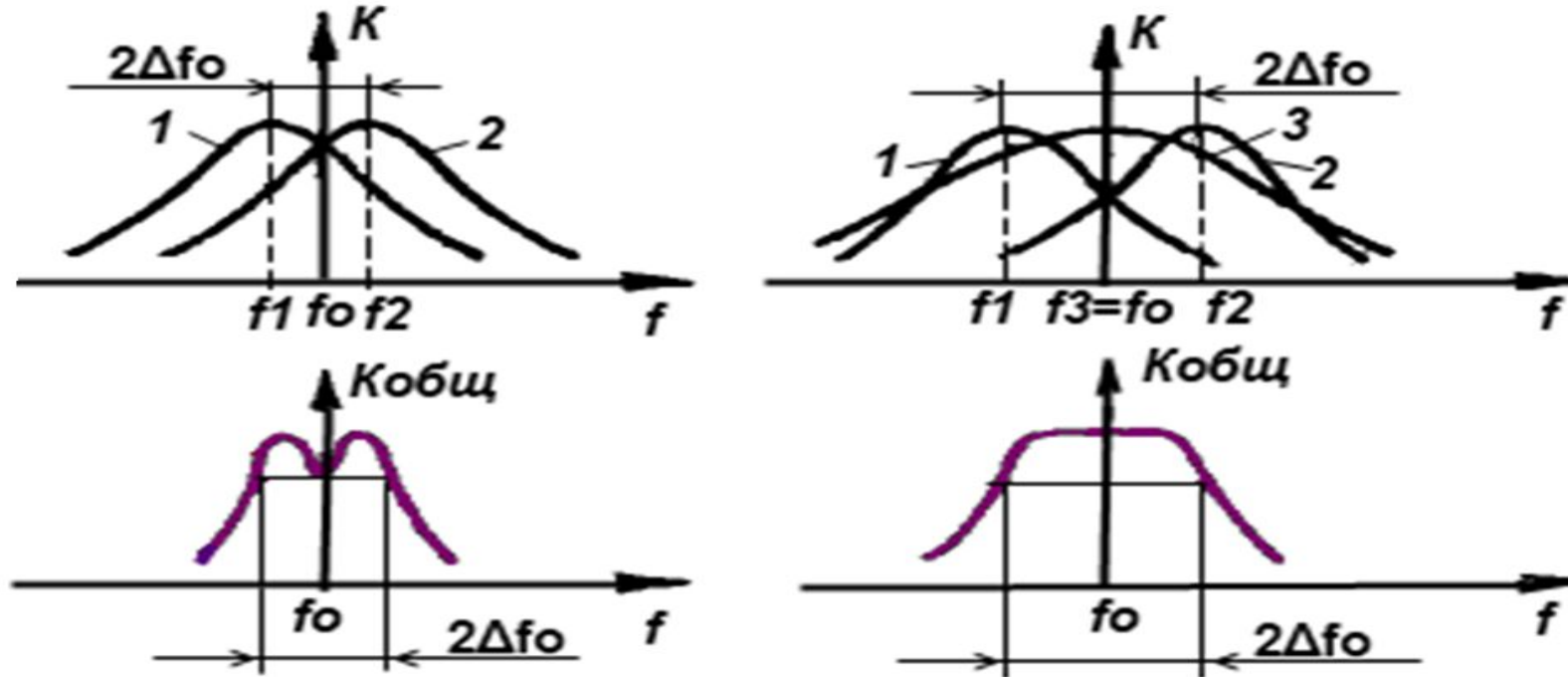
## Одноконтурные расстроенные УПЧ.



При использовании одиночного каскада возникают **трудно получить большое усиление при заданной избирательности**. Чтобы улучшить параметры УПЧ применяют схему с одиночными взаимно расстроенными контурами.

В двухкаскадном усилителе расстраивают, относительно ПЧ ( $f_o = f_{пр}$ ), первый контур  $L_1C_1$  на частоту  $f_1 = f_o - \Delta f_o$ , второй  $L_2C_2$  - на  $f_2 = f_o + \Delta f_o$ . Образуется симметрично расстроенная пара каскадов - "расстроенная двойка". Каждый каскад усиливает сигнал в определенной полосе частот относительно ПЧ -  $f_o$ . При одинаковых коэффициентах усиления каскадов и малых начальных расстройках обобщенная кривая избирательности сохраняется одногорбой.

С увеличением начальной расстройки увеличивается крутизна ее боковых ветвей, уменьшается коэффициент прямоугольности. Если расстройка превышает критическую, в средней части кривой получается провал.



Чтобы убрать "двугорбность" добавляют третий каскад контуром меньшей добротности, чем два остальных, "расстроенная тройка". Характеристика с плоской вершиной и с большей избирательностью образуется суммированием характеристик трех контуров, один из которых настроен на промежуточную частоту а два других - на частоты, лежащие симметрично ниже и выше.

При использовании одиночного каскада возникают **трудности получения большого усиления при заданной избирательности**. Чтобы улучшить параметры УПЧ применяют схему с одиночными взаимно расстроенными контурами.

Для этого в двухкаскадном усилителе расстраивают, относительно промежуточной частоты ( $f_0 = f_{пр}$ ), первый контур  $L_1C_1$  на частоту  $f_1 = f_0 - \Delta f_0$ , а второй  $L_2C_2$  - на  $f_2 = f_0 + \Delta f_0$ . Образуется симметрично расстроенная пара каскадов или просто - "расстроенная двойка". Каждый каскад усиливает сигнал в определенной полосе частот относительно промежуточной частоты  $f_0$ . При одинаковых коэффициентах усиления каскадов и малых начальных расстройках обобщенная кривая избирательности сохраняется одногорбой. Но с увеличением начальной расстройки крутизна ее боковых ветвей увеличивается, что способствует уменьшению коэффициента прямоугольности. Когда начальная расстройка превышает критическую, в средней части кривой избирательности получается провал.

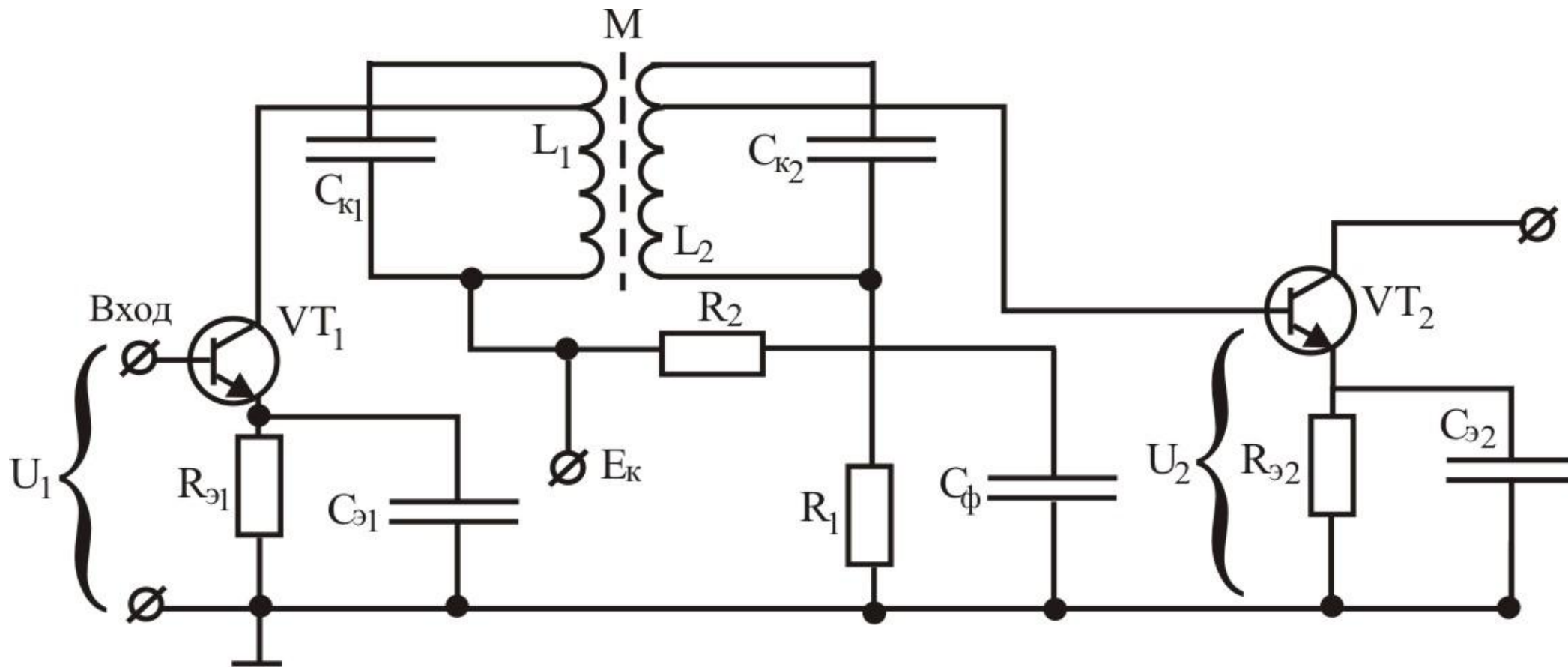
Для того, чтобы убрать "двугорбность" добавляют третий каскад усиления с резонансным контуром меньшей добротностью, чем два остальных. Получается "расстроенная тройка". Характеристика образуется путем суммирования характеристик трех контуров, один из которых настроен на промежуточную частоту а два других - на частоты, лежащие симметрично ниже и выше этой кривой. В результате получается характеристика с плоской вершиной и с большей избирательностью

**Усилители с  
двухконтурным  
фильтром**

## Усилители с двухконтурным фильтром

Варианты связи усилителей с двухконтурными фильтрами, самые распространенные индуктивная и внешнеемкостная связи между контурами. Связь контуров с усилительными приборами обычно бывает автотрансформаторная или с помощью емкостного делителя.

Рассмотрим вариант с индуктивной связью между контурами. Основные выводы будут справедливы и для других вариантов





Перейдем к эквивалентной схеме, в которой выход усилительного прибора заменим генератором тока  $mY_{21}U_1$  с проводимостью  $G_{\text{ВЫХ}}$  и емкостью  $C_{\text{ВЫХ}}$ , а вход следующего каскада заменим проводимостью  $G_{\text{ВХ}}$  и емкостью  $C_{\text{ВХ}}$ .

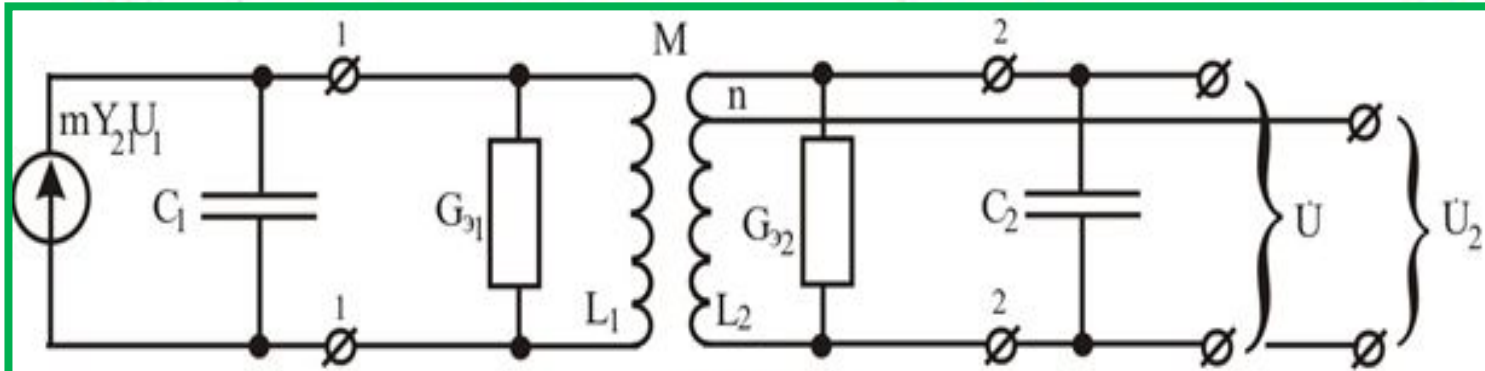
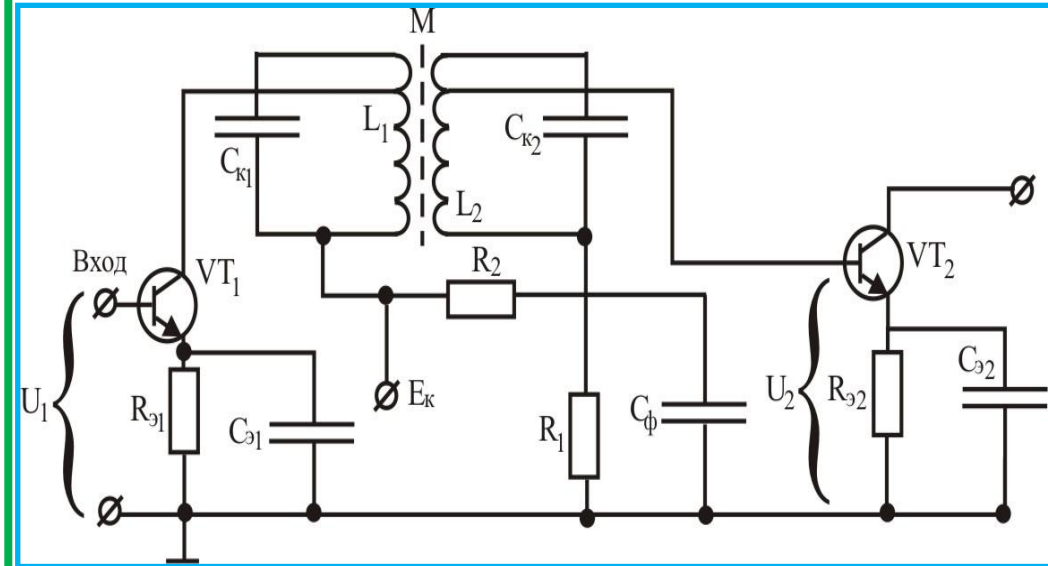
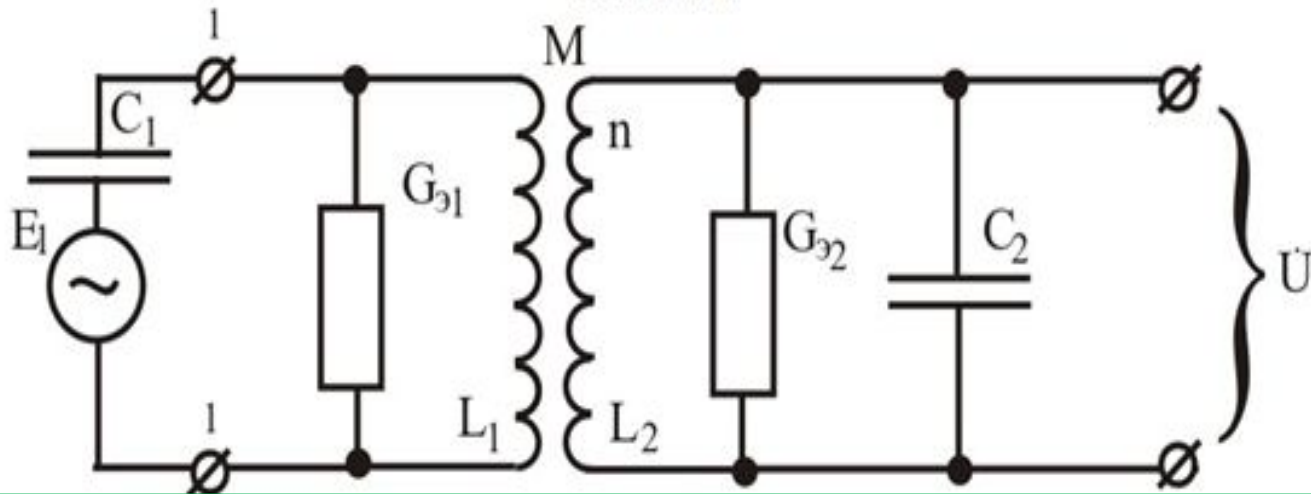


Рис.6.6



$$G_{31} = G_{01} + m^2 G_{\text{ВЫХ}}$$

$$G_{32} = G_{02} + n^2 G_{\text{ВХ}}$$

$$C_{\text{к}} = C_1 + m^2 C_{\text{ВЫХ}}$$

$$C_{\text{к}} = C_2 + n^2 C_{\text{ВЫХ}}$$

модуль коэффициента усиления,  
вблизи резонанса:

$$K = mn \dot{Y}_{\phi 1} \rho_1 K$$

Для двухконтурного фильтра при одинаковых параметрах контуров

$$K_{\phi} = \beta / d_0 \sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2) + 4\beta^2} \quad \beta = k_{\text{св}} / d_0$$

выражение частотной характеристики усилителя, если усилительный прибор выбран с достаточным запасом по частоте, имеет вид

$$\frac{K_N(\omega_0)}{K_N(\omega)} = \left[ \frac{\sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2) + 4\beta^2}}{(1 + \beta^2)} \right]^N$$

$$\frac{K_N(\omega_0)}{K_N(\omega)} = \left[ \frac{\sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2) + 4\beta^2}}{(1 + \beta^2)} \right]^N$$

Форма характеристики зависит от  $\beta$ . При  $\beta > 1$  она одногорбая; при  $\beta = 1$  (критическая связь) частотная характеристика имеет наиболее ровную вершину; при  $\beta < 1$  она двугорбая.

Частотная характеристика наиболее близка к прямоугольной, когда впадина между двумя горбами соответствует допустимой неравномерности в пределах полосы пропускания. Для настройки удобнее фильтры с критической связью между контурами ( $\beta = 1$ ). При этом и фазовая характеристика ближе к линейной.

$$\frac{K_N(\omega_0)}{K_N(\omega)} = \left[ \frac{\sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2) + 4\beta^2}}{(1 + \beta^2)} \right]^N$$

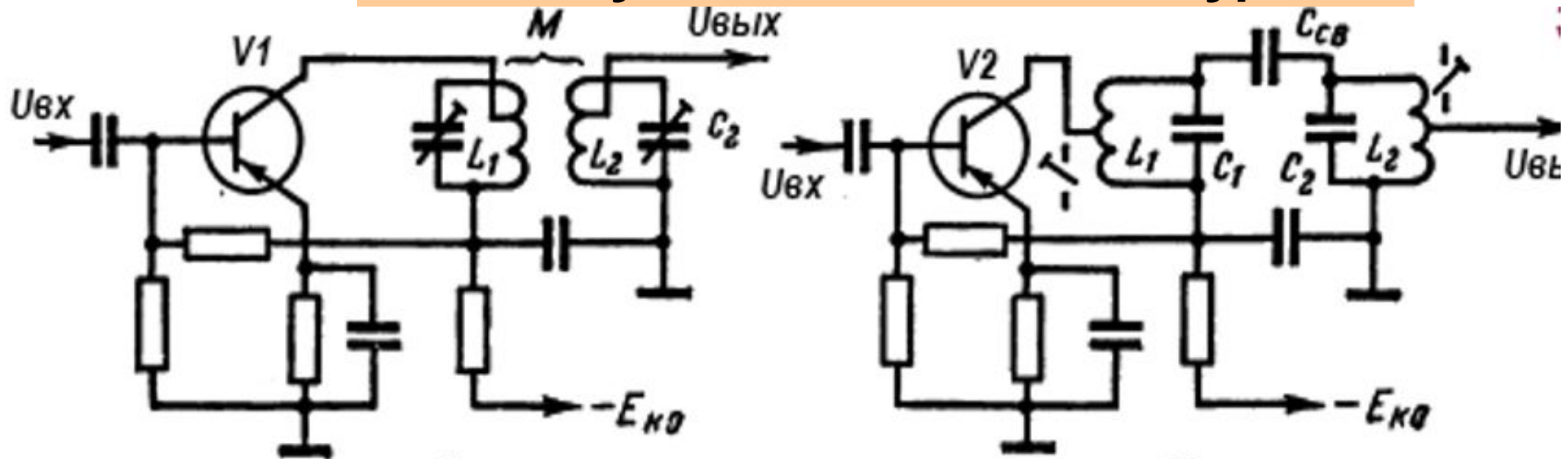
Форма характеристики зависит от  $\beta$ . При  $\beta > 1$  она односторонняя; при  $\beta = 1$  (критическая связь) частотная характеристика имеет наиболее ровную вершину; при  $\beta < 1$  она двугорбая. Частотная характеристика наиболее близка к прямоугольной, когда впадина между двумя горбами соответствует допустимой неравномерности в пределах полосы пропускания. Для настройки удобнее фильтры с критической связью между контурами ( $\beta = 1$ ). При этом и фазовая характеристика ближе к линейной.

**УПЧ**

**С ДВУМЯ СВЯЗАННЫМИ**

**КОНТУРАМИ.**

## УПЧ с двумя связанными контурами.



Связь между контурами в УПЧ выбирается трансформаторной (а) или внешнеемкостной (б), эти виды связи наиболее просты в осуществлении и позволяют выбирать нужный коэффициент связи  $M$ .

Энергия из контура  $L_1C_1$  передается на второй ( $L_2C_2$ ) посредством взаимной индукции  $M$ , или  $C_{св}$ . Оба контура настроены на частоту  $f_0 = f_{пр}$ .

В результате взаимной связи между контурами каждый из них воздействует на другой, перестраивает и вносит затухание.

Напряжение на выходе контура зависит не только от частоты, как при одиночном резонансном контуре, но также от степени связи контуров.

## УПЧ с двумя связанными контурами.

Количественная мера связи контуров - коэффициент связи **k**.

Для контуров, связанных взаимной индуктивностью **M**:

$$k = M/\sqrt{L_1 L_2},$$

где **M** - взаимная индукция;

**L<sub>1</sub>**, **L<sub>2</sub>** - индуктивности контуров.

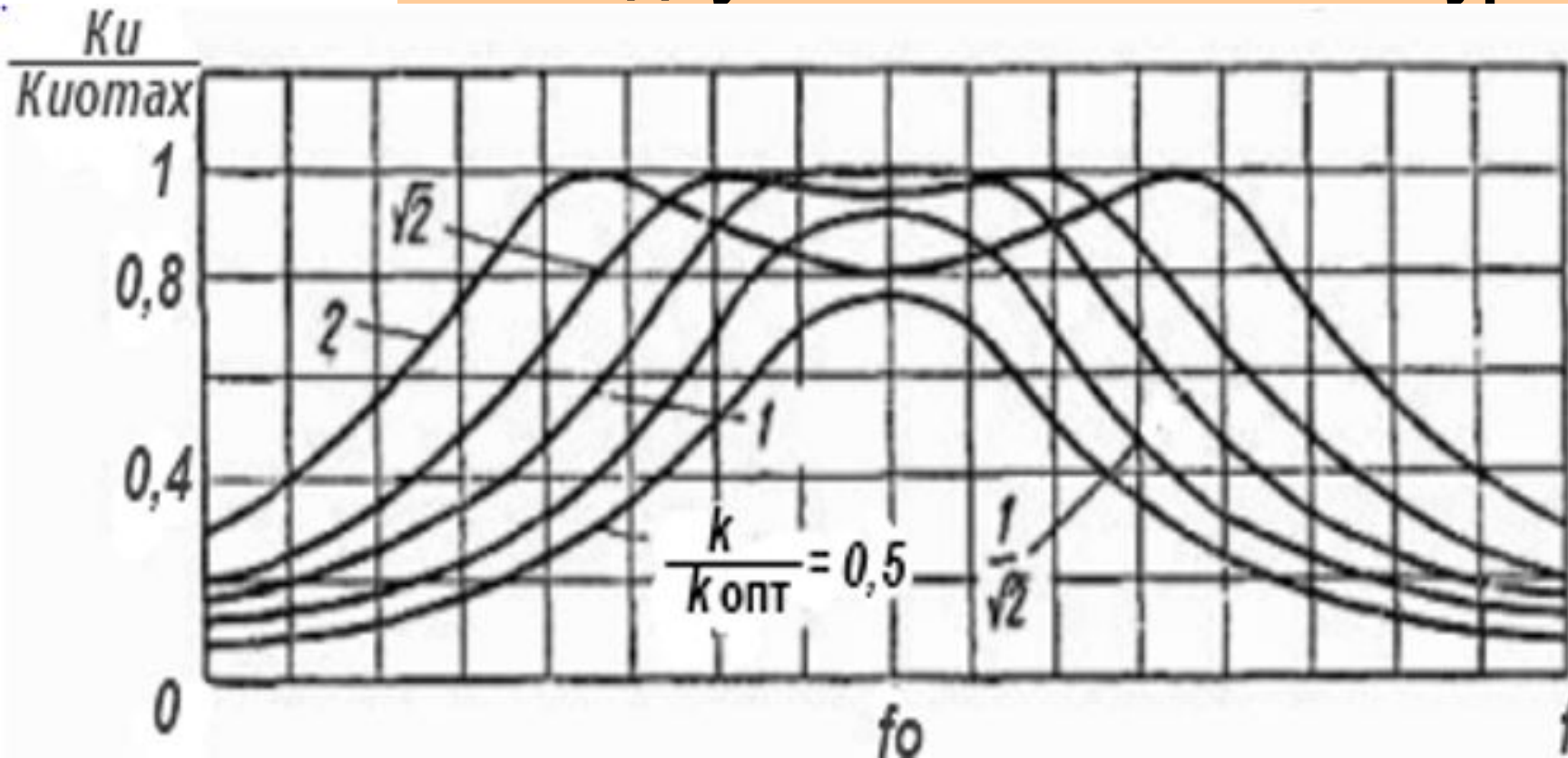
С увеличением коэффициента связи вершина характеристики становится более плоской и при его определенном значении, называемом оптимальным, становится максимально плоской. Оптимальное значение коэффициента связи зависит от добротности первого и второго контуров и для равных добротностей  $Q_1 = Q_2 = Q$  выражается формулой

$$k_{\text{опт}} = 1/Q.$$

$$k_{\text{опт}} = 1/Q.$$

Увеличение связи свыше оптимального значения вызывает уменьшение выходного напряжения на резонансной частоте  $f_0$  и возникновение выше и ниже этой частоты "горбов" характеристики.

## УПЧ с двумя связанными контурами.



Вид частотных характеристик усилителя с двухзвенным контуром для случая одинаковых добротностей контуров и разных коэффициентов связи.

При  $k/k_{\text{опт}} = 1$  кривая максимально плоская и коэффициент усиления  $K_u$  на частоте  $f_0$  наибольший. При  $k/k_{\text{опт}} > 1$  кривые становятся двугорбыми. Чем сильнее связь, тем больше удаление "горбов" от  $f_0$ . Форма резонансной кривой зависит от параметра связи контуров.

При наличии помех ее можно уменьшить, тем самым повысить избирательность по соседнему каналу. При отсутствии помех - расширить полосу пропускания и снизить частотные искажения.



**УПЧ с фильтрами  
сосредоточенной селекции  
(ФСС).**

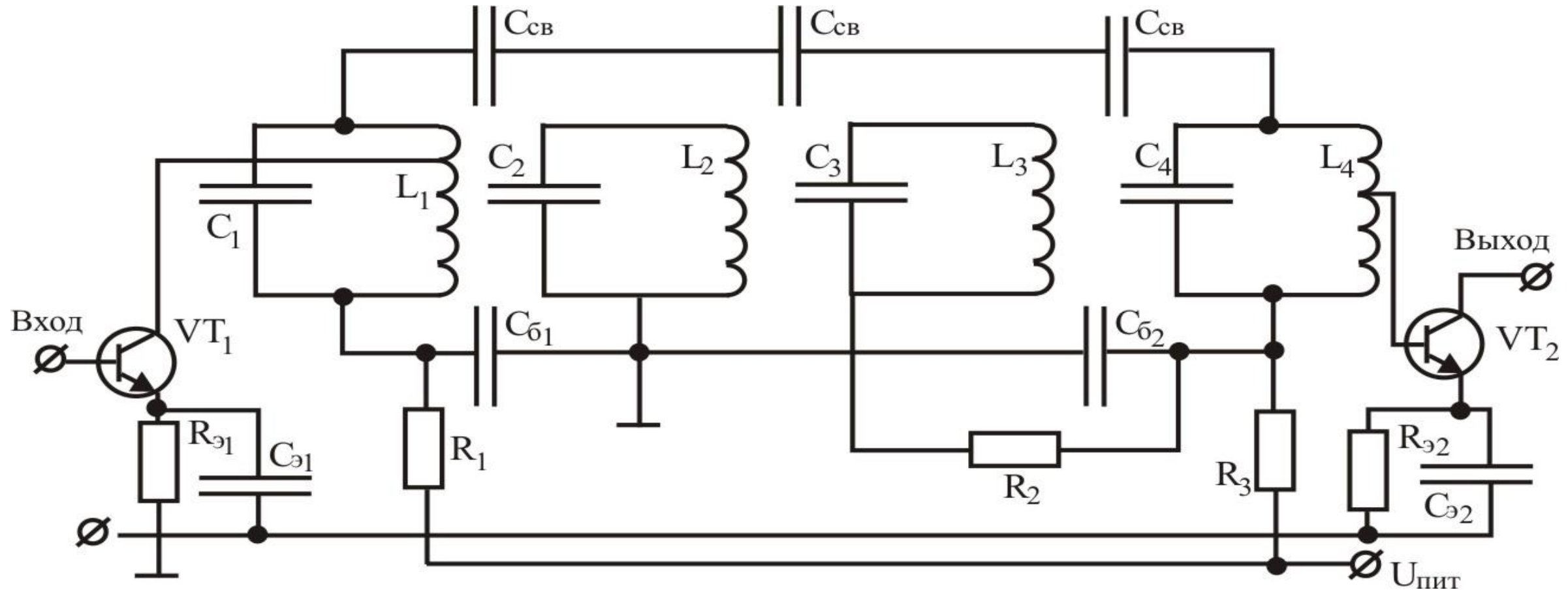
## УПЧ с фильтрами сосредоточенной селекции (ФСС).

В профессиональных связных для дальней связи при полосе пропускания 7 - 9 кГц требуется иметь ослабление при расстройке 10 кГц не менее 70 -80 дБ ( в 3100 - 10 000 раз). Такое ослабление не может обеспечить 4 -5 каскадные усилители с двумя связанными контурами.

Если полосовой усилитель должен иметь высокую избирательность (т.е. резонансную кривую с коэффициентом прямоугольности, близким к единице), используются фильтры сосредоточенной избирательности или селекции (**ФСИ, ФСС**). Кроме того, применение ФСС целесообразно если в качестве апериодического усилителя используется усилительный модуль в интегральном исполнении, обеспечивающий достаточно большое усиление.

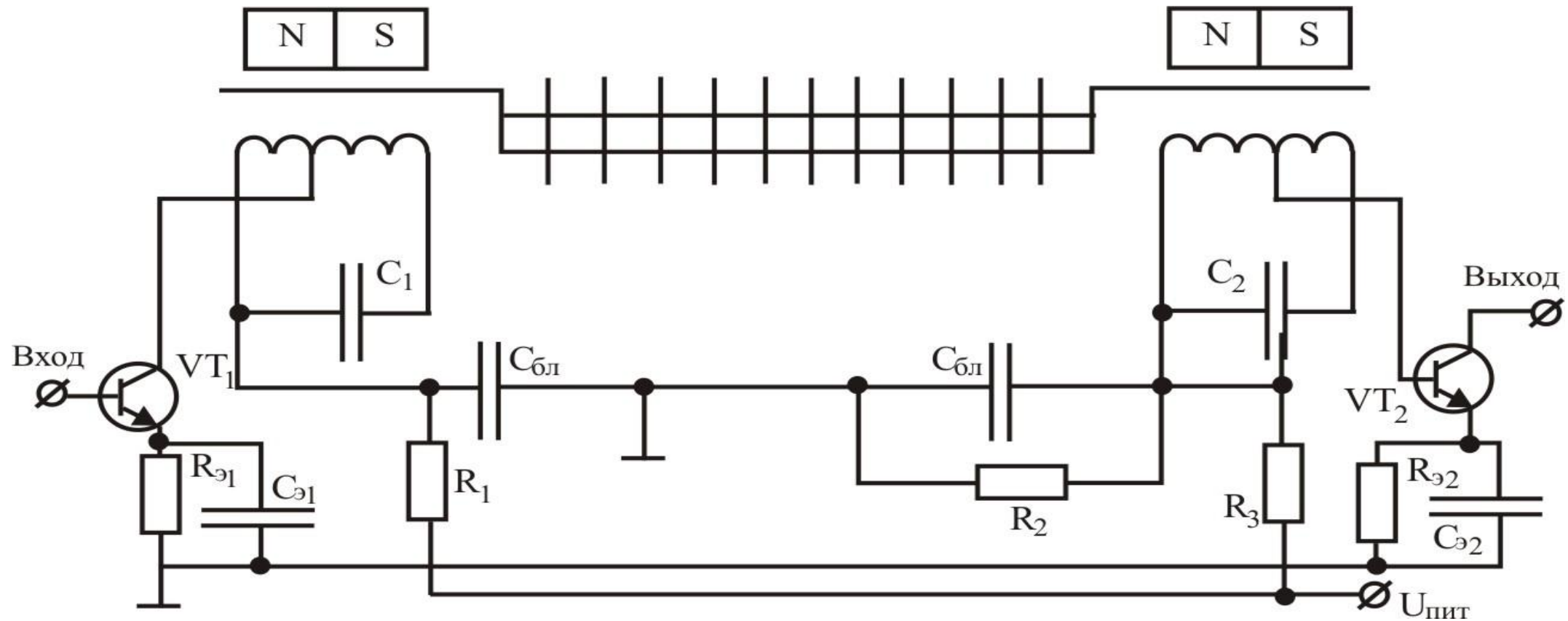
В качестве ФСС применяют электромеханические и пьезокерамические фильтры, LC-фильтры различной сложности. Сосредоточение селективности в одном каскаде обеспечивает большую устойчивость формы частотной характеристики тракта при изменении температуры и режима питания. Из-за разброса параметров транзисторов тракт с распределенной селективностью характеризуется меньшей устойчивостью частотной характеристики.

# ФСС на LC-фильтрах. Схема четырехзвенного фильтра с одиночными колебательными контурами с емкостной связью

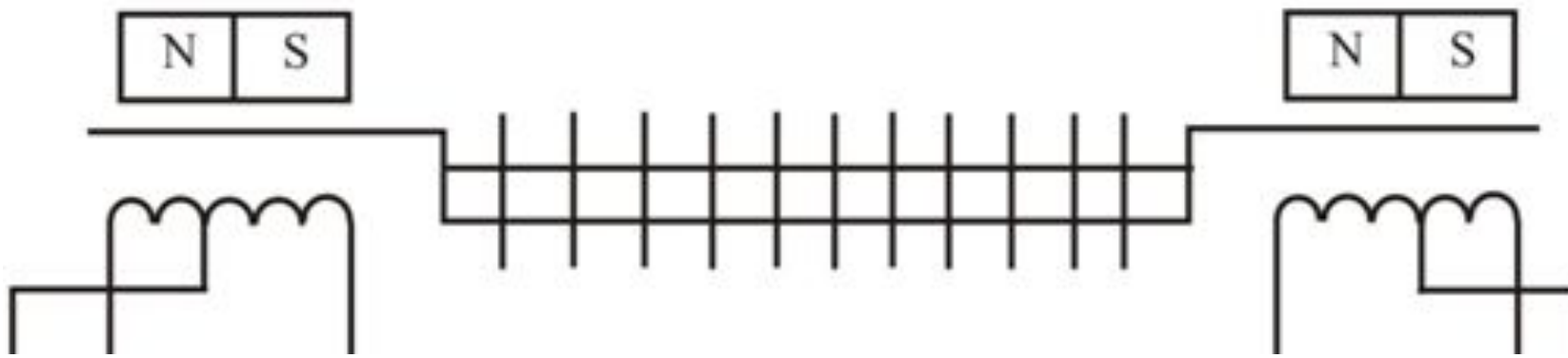


Для ослабления магнитных связей между контурными катушками (при уменьшении расстояния между контурами) каждый контур помещен в свой экран. Они могут иметь в одном каскаде много резонансных контуров. В полосовых контура рассредоточены в различных каскадах, отличие от ФСС.

# Электромеханический фильтр



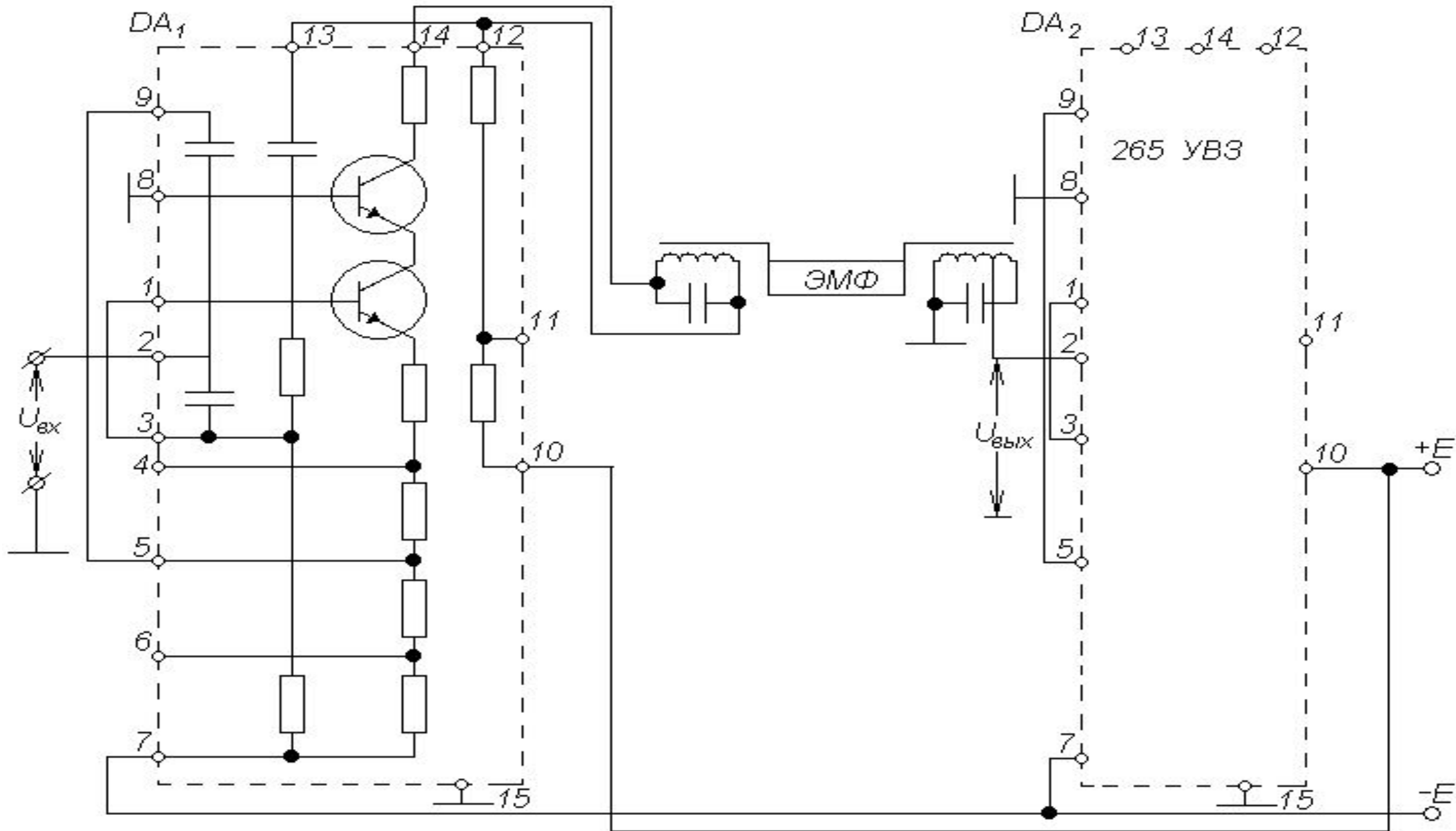
Электромеханический фильтр состоит из входного магнитоэлектрического преобразователя электрических колебаний в механические, механического фильтра и выходного преобразователя механических колебаний в электрические. Эффект магнитоэлектричества заключается в способности некоторых материалов (никель, пермаллой) изменять свои размеры в магнитном поле.



Электрические колебания промежуточной частоты подаются на обмотку катушки входного магнестрикционного преобразователя. Внутри этой катушки помещен никелевый стержень, который в результате магнестрикционного эффекта совершает продольные механические колебания с частотой подведенного электрического сигнала. Эти колебания возбуждают механический резонатор в виде диска из железоникелевого сплава. Диск связан с другими дисками посредством упругих никелевых стержней, в которых возникают продольные колебания.

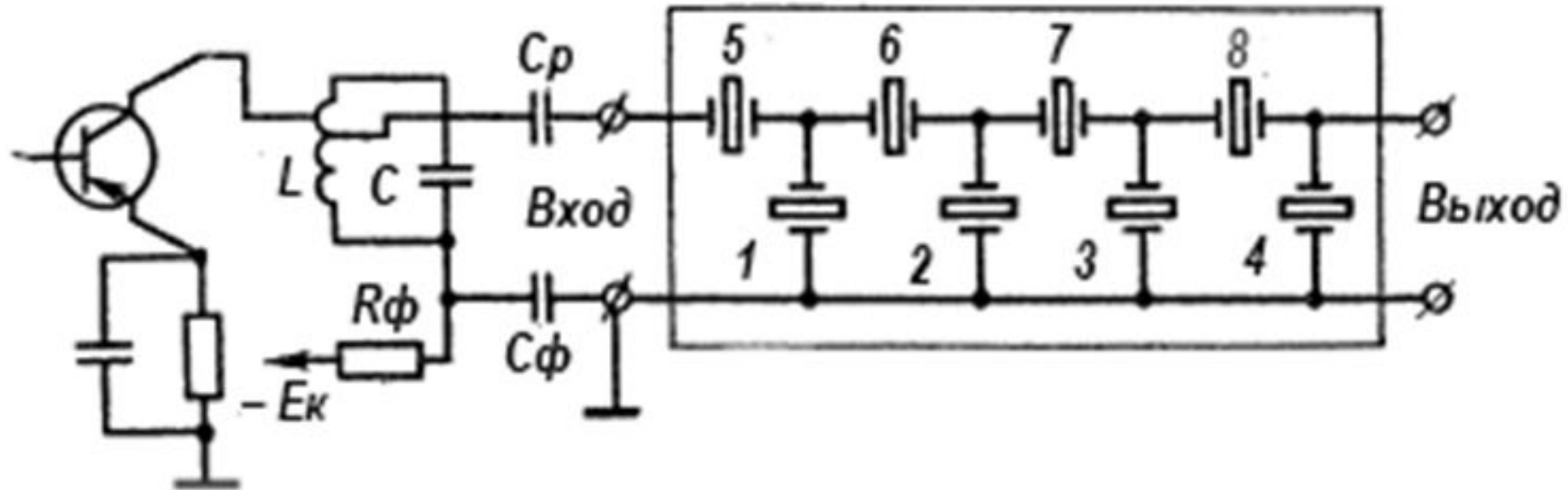
Таким образом, **диски не образуют единой жесткой конструкции, а являются системой связанных резонаторов. Каждый диск резонирует подобно колебательному контуру, а стержни действуют подобно емкостям связи.** Последний диск возбуждает колебания никелевого стержня, помещенного внутри обмотки выходного магнестрикционного преобразователя. В результате обратного магнестрикционного эффекта на концах этой обмотки возникает выходное напряжение промежуточной частоты.

**Такие фильтры имеют близкую к прямоугольной частотную характеристику, малые габариты и хорошую температурную стабильность.**



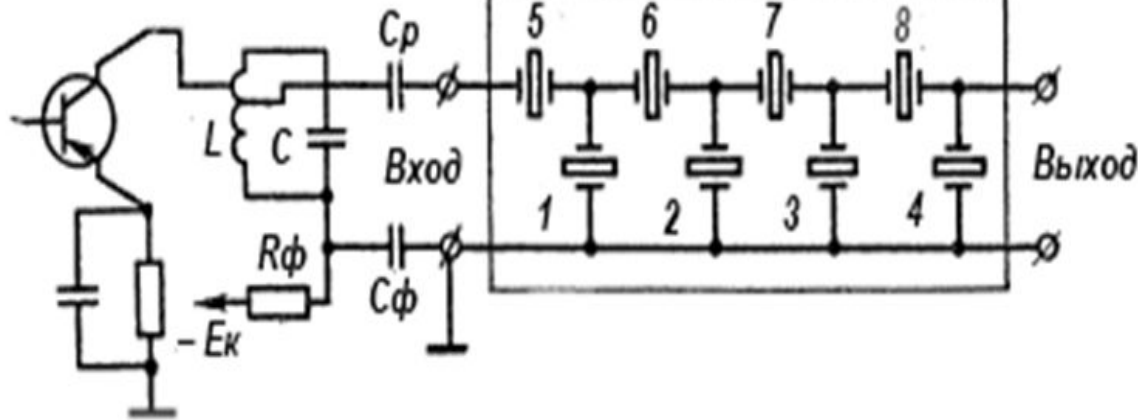
**УЧЧ с фильтром сосредоточенной избирательности**

## Фильтры с пьезоэлектрическими резонаторами



При ПЧ  $f_{\text{пр}} = 465$  кГц с полосой пропускания 7 - 9 кГц хорошую избирательность можно обеспечить фильтрами с пьезоэлектрическими резонаторами. Здесь резонаторы изображены как конденсаторы с твердым диэлектриком, каковыми они являются по своему конструктивному выполнению. Они выполняются в виде тонких дисков из специального материала, обладающего пьезоэлектрическим эффектом. Все резонаторы фильтра помещаются в общем корпусе, габариты которого гораздо меньше, чем у многоконтурных ФСС с тем же числом звеньев.

## Фильтры с пьезоэлектрическими резонаторами



Резонаторы 1, 2, 3 и 4 адекватны колебательным контурам в фильтре - 5, 6, 7 и 8 связывающие элементы между резонаторами. Под воздействием переменного электрического напряжения в резонаторах возникают механические колебания.

Размеры резонаторов выбирают так, чтобы резонанс наступал при  $f_{пр}$  приемника

При подаче электрического сигнала на пьезоэлектрический резонатор 5 в нем возникают механические колебания, которые воспринимаются резонатором 1 и создают на своих обкладках, благодаря обратному пьезоэлектрическому эффекту, переменную э.д.с. Процесс происходит по всей цепочке и на резонаторе 4 снимается выходное напряжение нужной частоты.

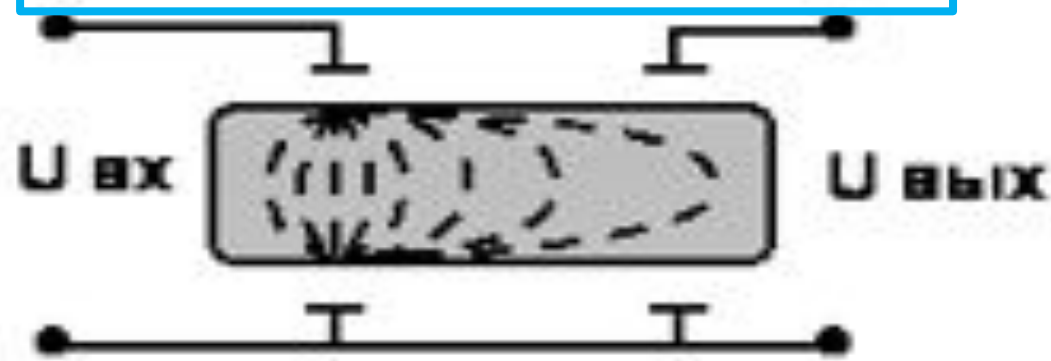
Чтобы паразитная частота гетеродина не поступала на вход фильтра в коллекторную цепь УПЧ включается колебательный контур LC, он создает ослабление 20 - 25 дБ, что дает общее ослабление более 55 - 60 дБ (с ФСС).



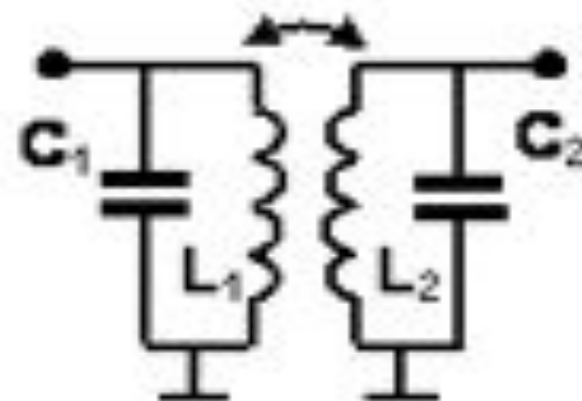
**Фильтры на объемных  
акустических волнах (ОАВ).**

Пьезоэлектрическая подложка содержит пары пластин. При подаче на одну пару входного сигнала  $U_{вх}(t)$  из-за прямого пьезоэффекта в подложке благодаря упругим деформациям возникают объемные акустические волны. Они распространяются по подложке фильтра и достигают выходной пары пластин. В результате обратного пьезоэффекта на обкладках этой пары возникает переменное напряжение  $U_{вых}(t)$ . Такая пара пластин эквивалентна паре связанных контуров.

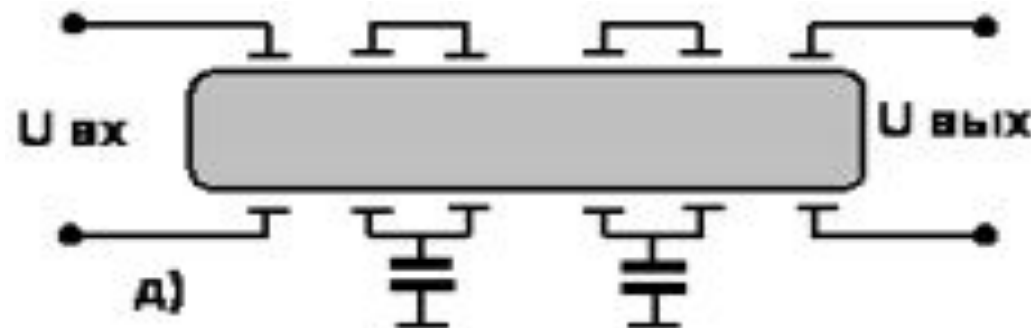
## Фильтры на объемных акустических волнах (ОАВ).



г)

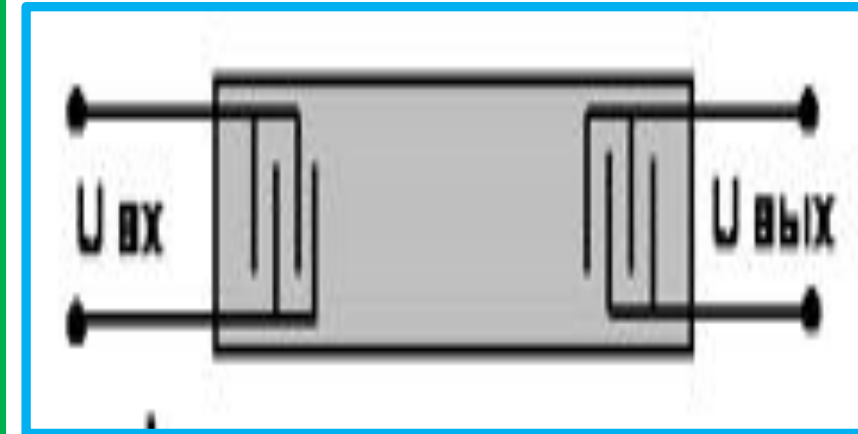
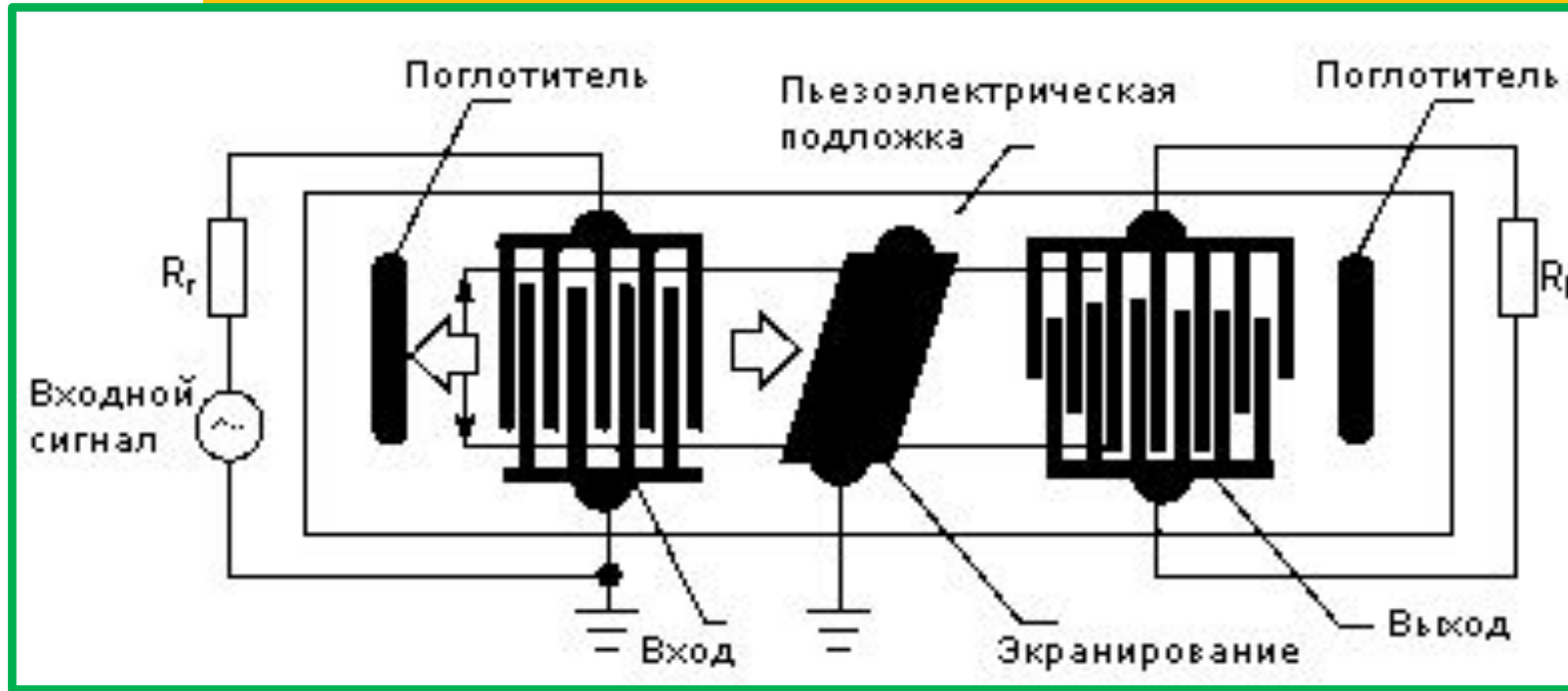


Чаще применяется многоконтурная система, которая эквивалентна последовательному соединению нескольких пар связанных контуров. **Фильтры на ОАВ хорошо работают на частотах от 1 до 10 МГц и выше.**

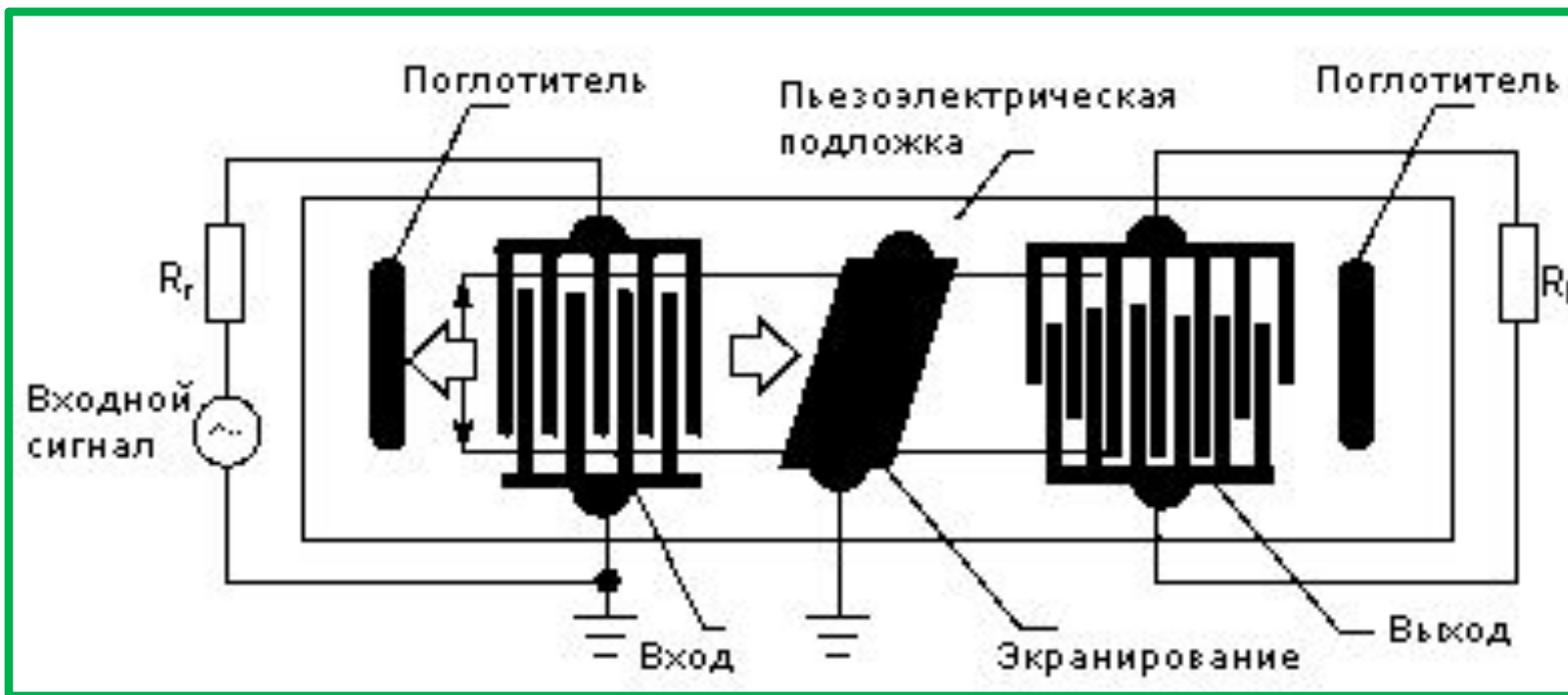


**Фильтры на поверхностных  
акустических волнах (ПАВ).**

# Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ)



На пьезоэлектрическую подложку с помощью фотолитографии напыляют тонкие металлические полоски – штыревую электродную структуру, которая вместе с подложкой образует встречно-штыревой преобразователь (ВШП). Изменяя число штырей во входном и выходном ВШП, глубину связи между ними и т.д., можно получить сложные формы АЧХ фильтров на ПАВ. Наиболее эффективно применение таких фильтров в диапазоне частот от 10 до 500...600 МГц и выше. Они широко используются в радиорелейных, спутниковых, волоконно-оптических системах.

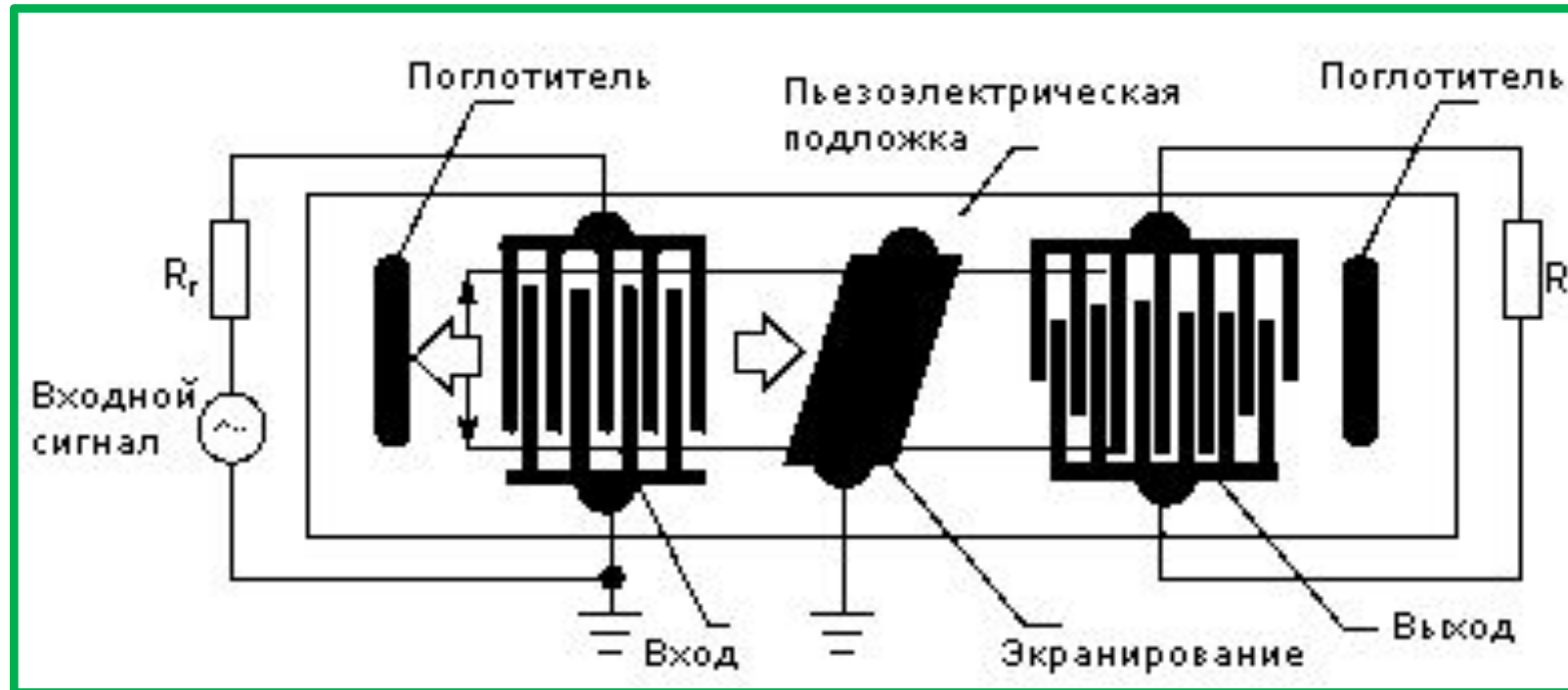


Возбуждение поверхностной волны на поверхности пьезоэлектрической пластинки производится при помощи двух металлических полосок, нанесенных на ее поверхность на расстоянии  $\lambda/2$ .

Для увеличения эффективности количество полосок увеличивают.

На концах пьезоэлектрической пластинки находятся поглотители акустических волн, которые исключают их отражение. Волна распространяется в две стороны, ее энергия делится поровну и половина ее поглощается поглотителем. В результате потери устройства не могут быть меньше 3 дБ. Еще одним принципиальным ограничением является то, что на выходе приемного преобразователя должна оставаться часть энергии ПАВ. Иначе не удастся реализовать заданную амплитудно-частотную характеристику. В результате потери в полосе пропускания для данного типа фильтров на поверхностных волнах достигает 15....25 дБ.

Отличие в работе ПАВ фильтров от кварцевых или пьезокерамических заключается в том, что используется не объемное колебание пьезоэлектрика, а волна, распространяющаяся по поверхности. Для того, чтобы не возникало объемных волн, которые могут исказить АЧХ, принимаются специальные конструктивные меры.



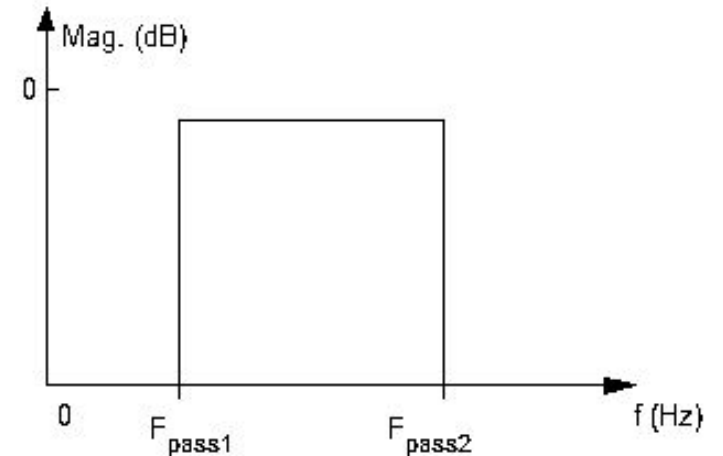
Принцип работы ПАВ фильтров подобен принципу цифровых КИХ фильтров. **Импульсная характеристика реализуется за счет длины металлических полосок в выходном пьезопреобразователе.** При расчете выбирается идеальная (прямоугольная) амплитудно-частотная характеристика.

Затем, чтобы получить импульсную характеристику (ИХ), производится преобразование Фурье от идеальной АЧХ. Для уменьшения длины ИХ, а, следовательно, и количества металлических полосок в приемном преобразователе, коэффициенты с малой энергией отбрасываются.

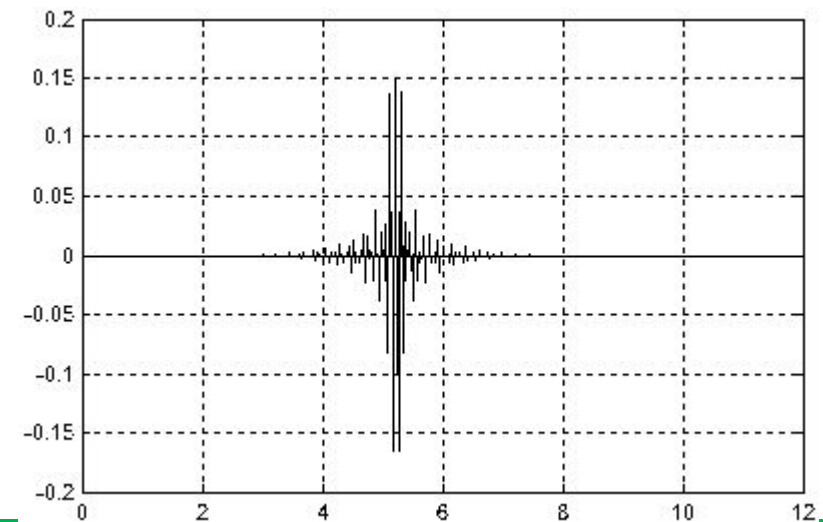
Каждый коэффициент будет представлен своей парой электродов в приемном преобразователе акустической волны в электрический сигнал.

Для того, чтобы уменьшить эти эффекты, полученная импульсная характеристика умножается на временное окно Хемминга или Блекмана-Херриса.

## Идеализированная АЧХ фильтра

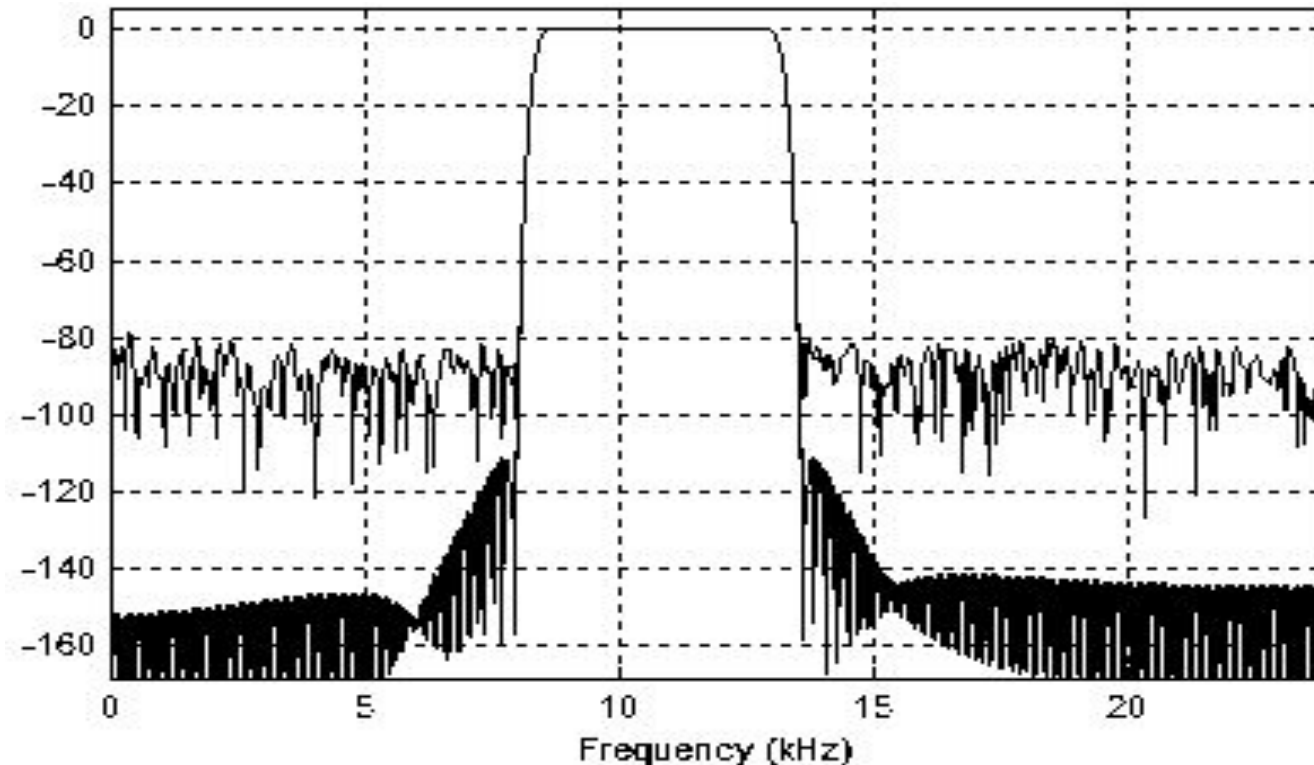


## Форма дискретной ИХ ПАВ фильтра



Пример формы АЧХ фильтра после обработки его импульсной характеристики окном Блекмана-Херриса. На этом же рисунке приведена АЧХ фильтра на ПАВ с учетом неточности изготовления длины металлических полосок преобразователя.

### АЧХ ПАВ фильтра с применением окна Блекмана-Херриса без учета и с учетом неточности изготовления



Преимущество - отличная форма АЧХ. Еще одно - линейная фазовая характеристика, что дает значительные преимущества при создании аппаратуры с использованием цифровых видов модуляции.

Недостаток - значительное затухание на центральной частоте полосы пропускания.



Преимущества фильтров на ПАВ обусловлены их физической структурой:

- практически отсутствием энергопотребления;
- возможностью выполнения различных операций обработки сигналов;
- линейной (или заданной) фазой выходного сигнала;
- высокой прямоугольностью АЧХ;
- исключительным внеполосным подавлением паразитных составляющих;
- реализацией заданных характеристик с высокой точностью;
- высокой надежностью;
- малыми габаритными размерами и массой;
- температурной стабильностью.

Поскольку центральная частота и форма частотной характеристики фильтров определяются топологией, они не требуют сложной настройки в аппаратуре и не могут расстроиться в процессе эксплуатации.

Несложная технология изготовления, совместимая с интегральной технологией, позволяет выпускать их в большом количестве с высокой воспроизводимостью.

Фильтры на ПАВ применяют на частотах от 1 МГц до 3 ГГц.

При приеме цифровых видов модуляции чрезвычайно важное значение имеет фазовая характеристика фильтра основной избирательности.

Тем не менее фильтрам на ПАВ свойственны и определенные недостатки:

- наличие паразитных всплесков АЧХ на кратных частотах;
- монотонное снижение коэффициента подавления паразитных составляющих по мере повышения частоты (недостаток устраняется включением внешних реактивных элементов — индуктивностей);
- потери (до 25—30 дБ) полезных составляющих в полосе пропускания;
- повышенная чувствительность к статическим зарядам электричества.

И все же имеющиеся преимущества перекрывают все отмеченные недостатки, и такие схемы находят широкое применение в собственно фильтрах и других телекоммуникационных устройствах на ПАВ.

То, что волна распространяется в две стороны означает, что ее энергия делится поровну и половина ее поглощается поглотителем. В результате потери описываемого устройства не могут быть меньше 3 дБ. Еще одним принципиальным ограничением является то, что на выходе приемного преобразователя должна оставаться часть энергии ПАВ. Иначе не удастся реализовать заданную амплитудно-частотную характеристику. В результате потери в полосе пропускания для данного типа фильтров на поверхностных волнах достигает 15 ... 25 дБ