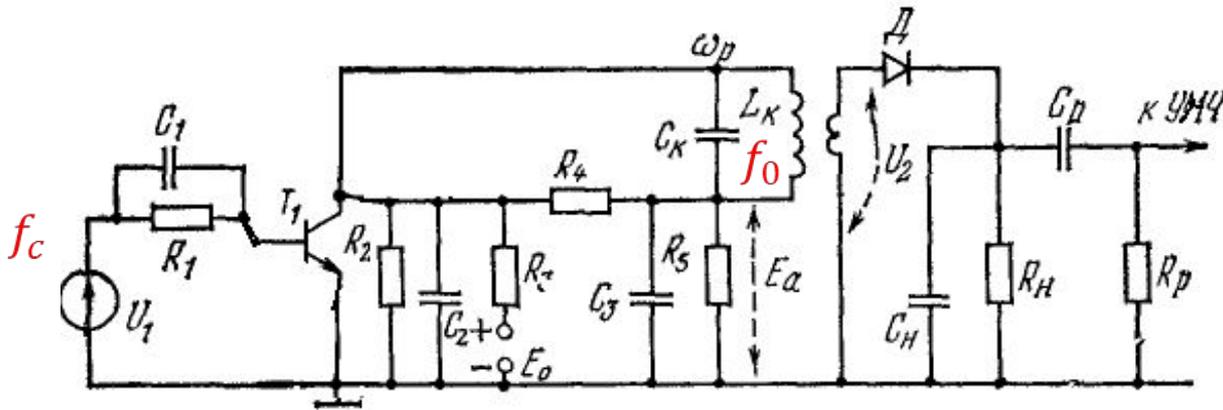


Детекторы ЧМ сигналов (ЧМС) с преобразованием ЧМС в АЧМС с последующим детектированием АД

Частотный детектор на одном расстроенном контуре: $f_c \neq f_0$



Максимальная крутизна преобразования достигается при расстройке $\Delta f = \frac{\pm \Delta F}{2\sqrt{2}}$, где ΔF - полосы пропускания каскада, отсчитанная на уровне $\frac{1}{\sqrt{2}}$, т.е. в 2,8 раза меньше, чем ΔF .

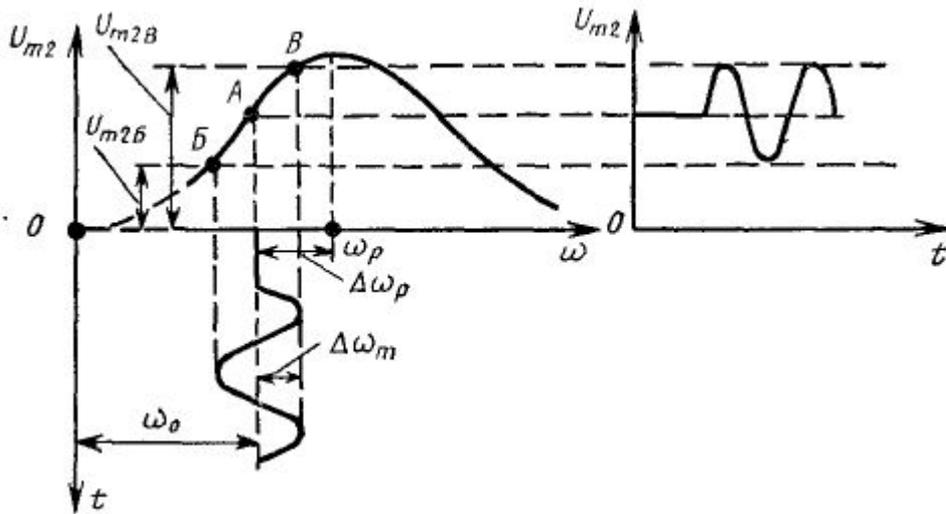
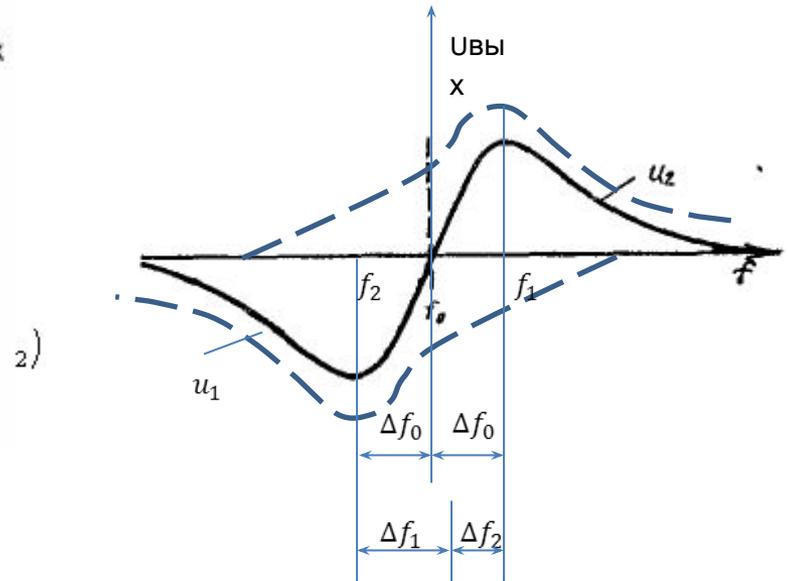
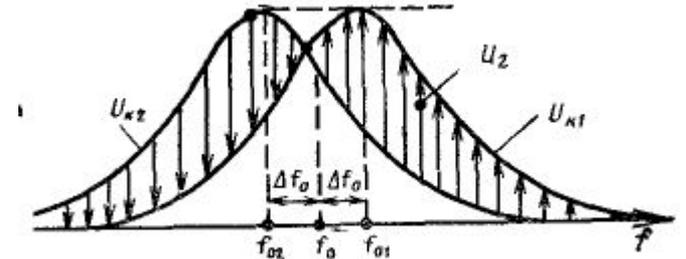
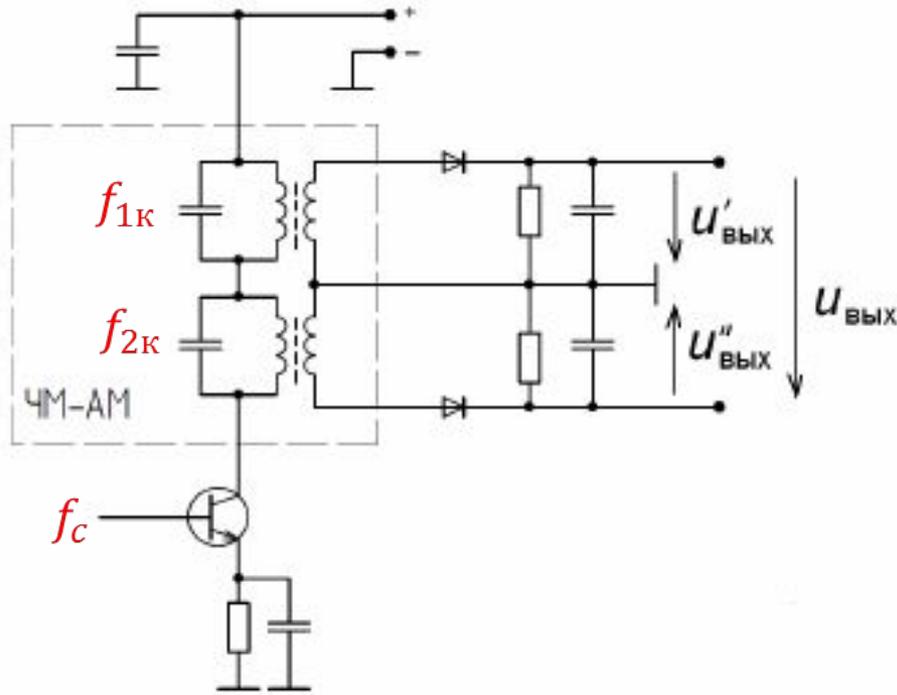


Рис. Изменение амплитуды выходного напряжения U_{m2} при синусоидальном изменении частоты входного напряжения

Достоинство: простота выполнения детектора и его настройки.

Недостатки: большой уровень нелинейных искажений из-за нелинейности скатов резонансной характеристики каскада, необходимость использования режима ограничения в АП.

Частотный детектор на двух расстроенных контурах : $f_{1к} \neq f_{2к} \neq f_0 \neq f_c$



Для симметрии детекторной характеристики необходимо, чтобы обобщенные расстройки контуров были бы равны:

$$\text{т.е. } \xi_{01} = \xi_{02},$$

что означает, что **полосы пропускания обоих контуров должны быть одинаковыми:**

$$\Delta f_{1к} = \Delta f_{2к}.$$

Достоинство: простота настройки и высокая крутизна его характеристики.

Недостатком является сильная зависимость формы характеристики от расстройки контуров контуров из-за дестабилизирующих факторов.

Связь между мгновенной частотой ω и фазой φ колебания:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt}; \varphi = \int_0^t \omega dt + c$$

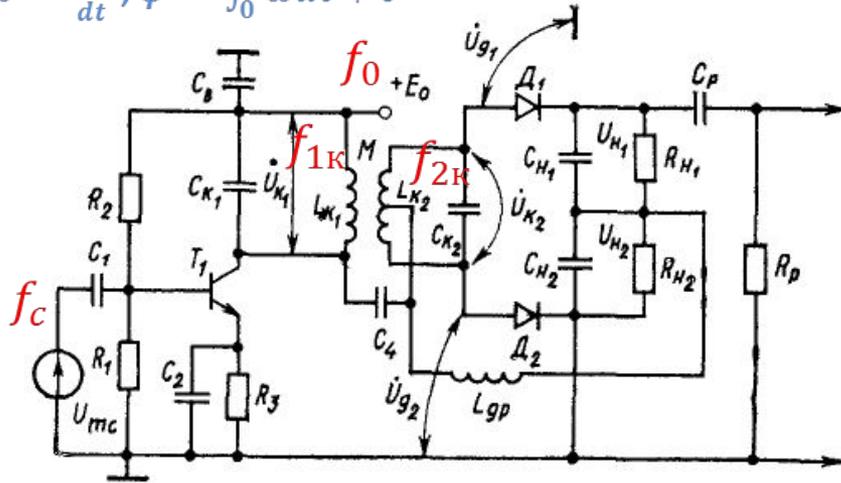
Дробный частотный детектор

на одинаково настроенных на f_0 контурах: $f_{1к} = f_{2к} = f_0 \neq f_c$

На диоды D_1 и D_2 поступают напряжения:

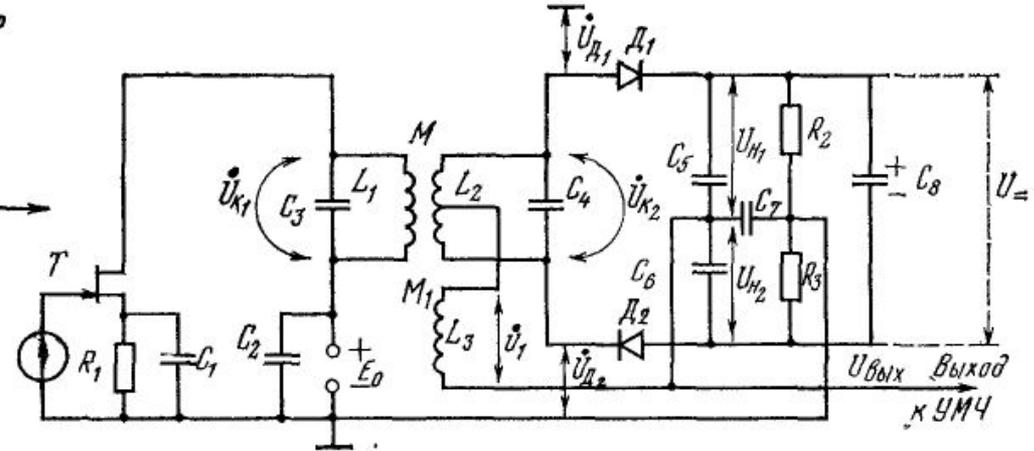
$$U_{D1} = U_{K1} + \frac{U_{K2}}{2} \text{ и } U_{D2} = U_{K1} - \frac{U_{K2}}{2}$$

На резонансной частоте напряжение U_{K2} сдвинуто относительно U_{K1} на угол 90° .



При $f_c \neq f_0$ появляется дополнительный фазовый угол φ_2 .

Напряжения U_{K2} и U_{K1} при больших расстройках уменьшаются, поэтому и $U_{\text{ВЫХ}}$ также уменьшается.

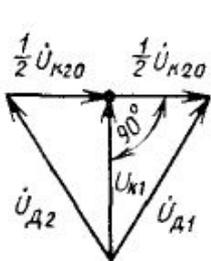


Выходное напряжение детектора определяется разностью напряжений на нагрузках плеч ФД:

$$u_2 = U_{H1} - U_{H2},$$

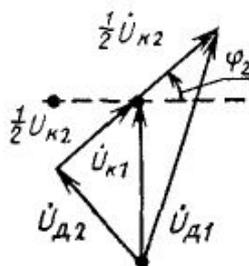
где K_{D1} и K_{D2} - коэффициенты передачи диодных детекторов 1го и 2го плеч.

а) $f = f_{02}$



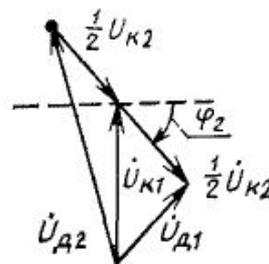
$$U_{D1} = U_{D2}$$

б) $f > f_{02}$



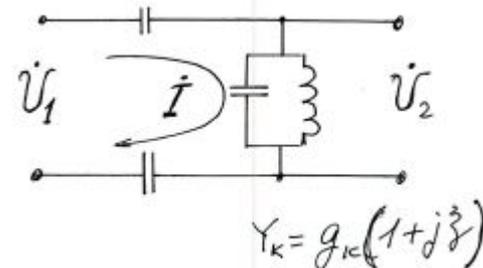
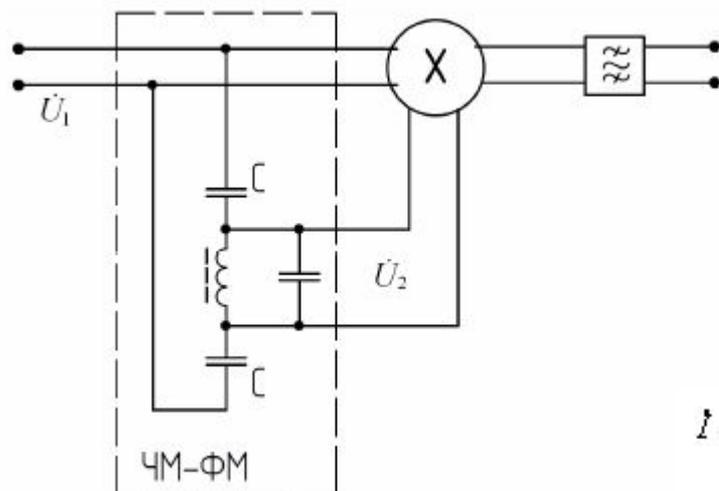
$$U_{D1} > U_{D2}$$

в) $f < f_{02}$



$$U_{D1} < U_{D2}$$

Частотный детектор с преобразованием ЧМС в ФЧМС на основе аналогового умножителя



Чтобы на центральной частоте между U_1 и U_2 обеспечить фазовый сдвиг равный $\pi/2$, емкость конденсаторов C выбирают малой и $\omega C \ll g_K$

$$I = \frac{U_1}{\frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C} + g_K \cdot (1 + j\xi)}$$

$$U_2 = \frac{I}{Y_K} = \frac{U_1}{\frac{2}{j\omega C} + g_K \cdot (1 + j\xi)} \cdot \frac{1}{g_K \cdot (1 + j\xi)}$$

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{j\omega C}{2g_K \cdot (1 + j\xi)}$$

$$U_{m2} = U_{m1} \cdot \frac{\omega C}{2g_K \cdot \sqrt{1 + \xi^2}} \quad \varphi_2 = \varphi_1 + \frac{\pi}{2} - \arctg(\xi)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{A}{2} U_{m1} U_{m2} \cos(\Delta\varphi) = U_{m1}^2 \cdot \frac{A \cdot \omega C}{4g_K \sqrt{1 + \xi^2}} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \arctg(\xi)\right)$$

Преобразование ЧМ колебания в ФМ колебание можно выполнить с помощью линейной цепи, обеспечивающей линейную зависимость фазы $U_{\text{вых}}$ от частоты: $\varphi_{U_{\text{ВЫХ}}} = f(\omega)$. Пусть на входе цепи, вносящей задержку τ , есть сигнал

$$u_c(t) = U_c \sin [\omega_c(t) + \varphi(t)] \quad \text{с частотой } \omega(t) = \omega_c + \frac{d\varphi(t)}{dt}.$$

Тогда сигнал на выходе такой цепи имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_c \sin [\omega_c(t - \tau) + \varphi(t - \tau)].$$

Тогда фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного:

$$\Delta\varphi(t) = \omega_c\tau + \varphi(t) - \varphi(t - \tau) = \omega_c\tau + \frac{\tau[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]}{\tau}.$$

Учитывая, что $\lim_{\tau \rightarrow \tau} \frac{\varphi(t) - \varphi(t - \tau)}{\tau} = \frac{d\varphi(\tau)}{dt}$,

Получим:
$$\Delta\varphi(t) \approx \left[\omega_c + \frac{d\varphi(\tau)}{dt} \right] \tau = \tau\omega(t).$$

Таким образом, при малом значении τ закон изменения разности фаз ЧМ сигнала совпадает с законом изменения частоты входного сигнала. Для поворота фазы входного сигнала на угол $\frac{\pi}{2}$ используется аналоговый широкополосный фазовращатель. В этом случае детекторная характеристика будет проходить через нуль.

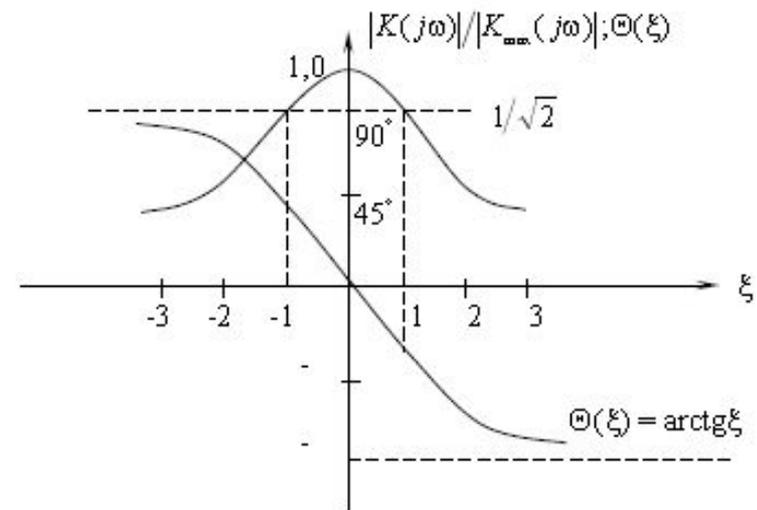
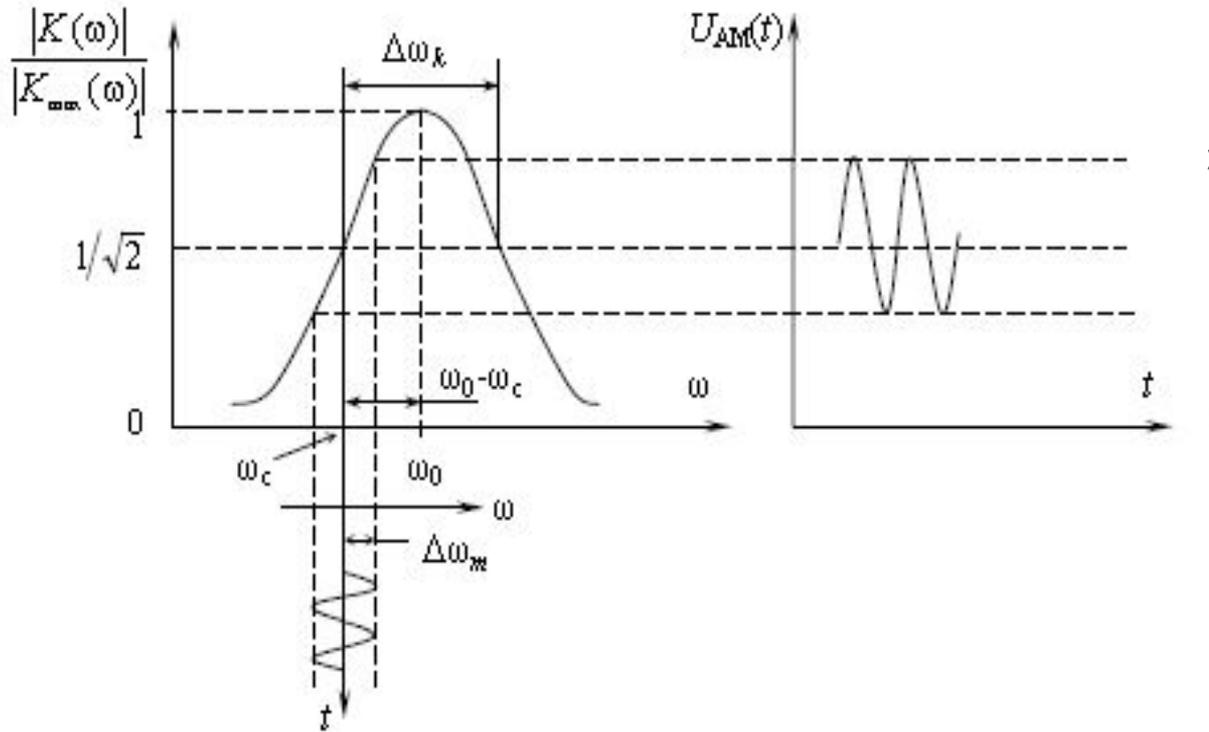


Рис. Нормированная АЧХ и ФЧХ избирательного контура



Крутизна детекторной характеристики :

$$S_{\text{чд}} = \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{d(\Delta\omega)}$$

Коэффициент передачи ЧД :

$$K_{\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{U_c \left(\frac{\Delta\omega_m}{\omega_c} \right)},$$

где U_{Ω} – амплитуда низкочастотного сигнала на выходе детектора.

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\xi},$$

где ξ – расстройка, $\xi = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q$; ω_0 – резонансная частота контура;

Q – добротность контура.

Мгновенная разность фаз на входе и выходе избирательного контура определяется по фазочастотной характеристике контура установившегося состояния:

$$\Omega(\xi) = \arctg(\xi)$$

На выходе избирательной цепи будет присутствовать паразитная амплитудная модуляция. Поэтому перед ФД включают АО.

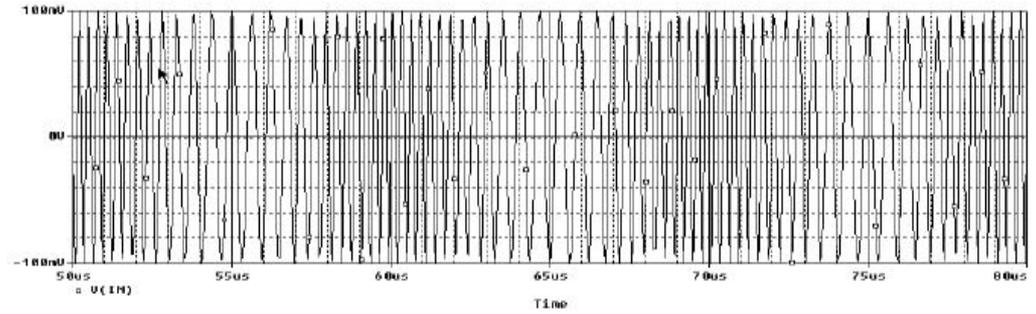
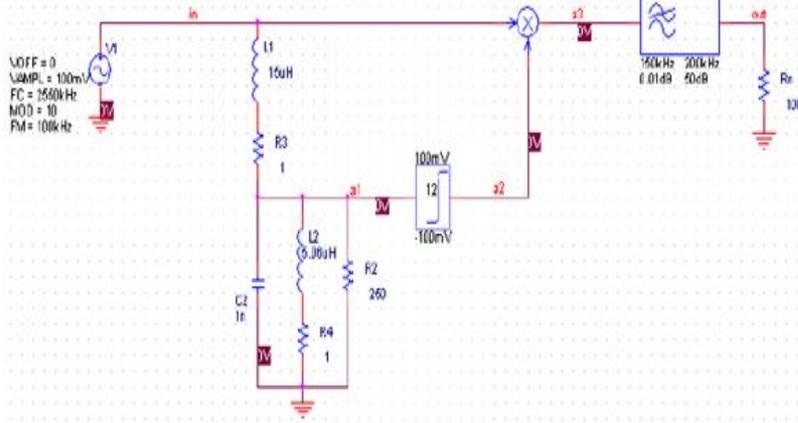


Рис. П2.5. Сигнал на входе детектора

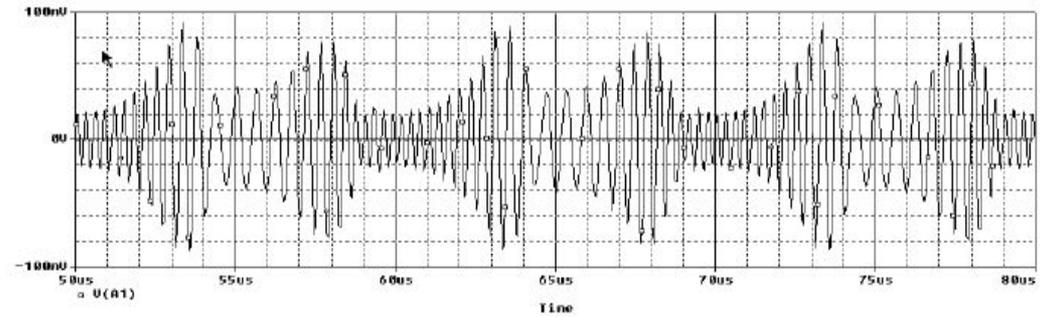


Рис. П2.6. Сигнал на входе амплитудного ограничителя

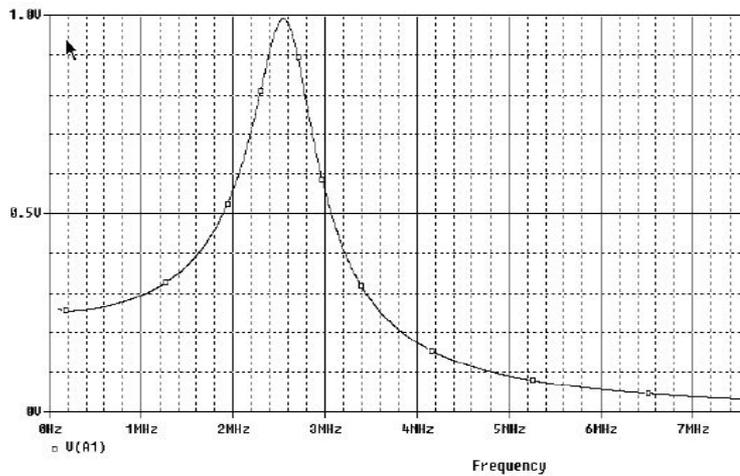


Рис. П2.4. Частотная характеристика на входе амплитудного ограничителя

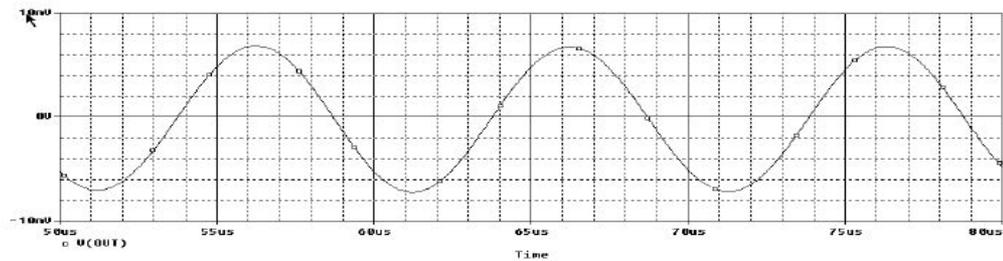
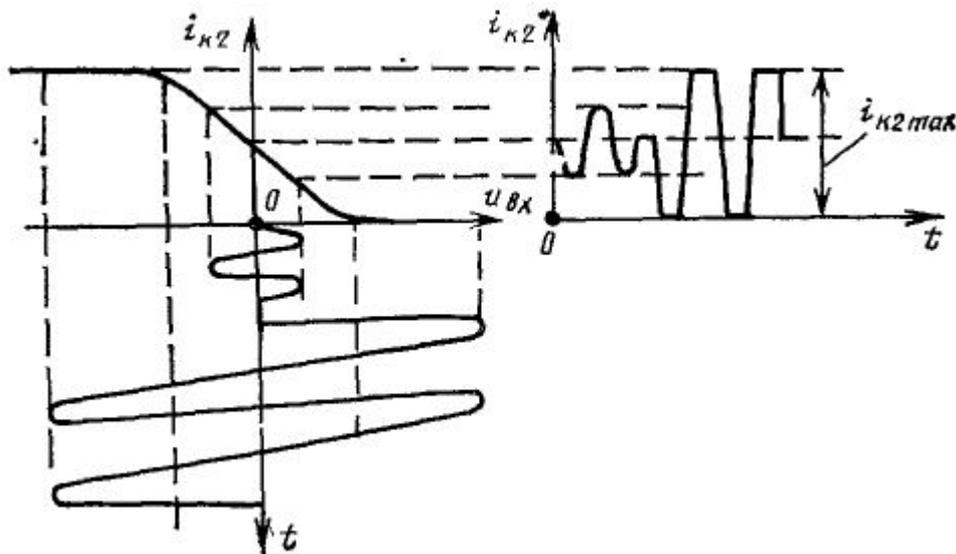
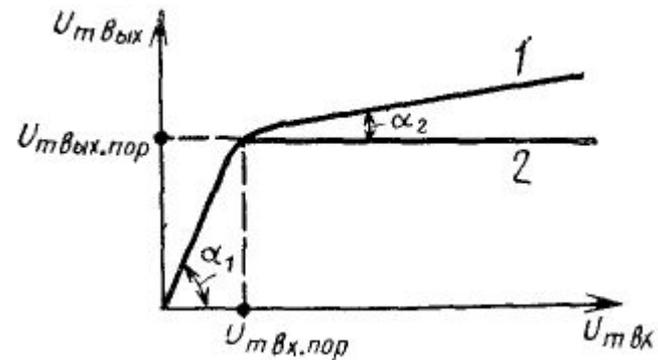
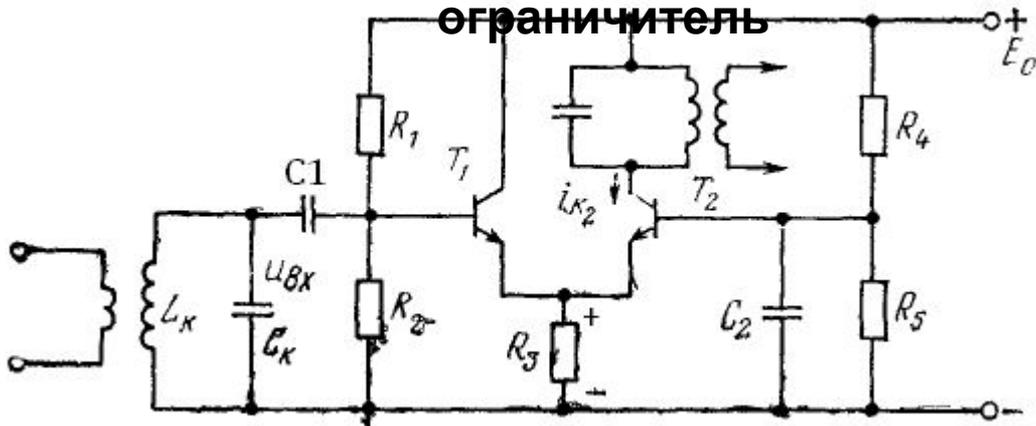


Рис. П2.7. Сигнал на выходе детектора

Амплитудный ограничитель



При подаче переменного $U_{твх}$ напряжения с амплитудой меньше порога ограничения $U_{твх.пор}$ происходит усиление этого напряжения двухкаскадным усилителем с эмиттерной связью. При большой амплитуде входного напряжения транзисторы поочередно запираются. Но величина тока $i_{к2}$ питающего контур $L_к C_к$ остается постоянной, а форма его становится трапецеидальной. так формируется пологая часть характеристики АО.

$$u_1 = U_{m1} \cos(\omega \cdot t + \varphi) \quad u_0 = U_{m0} \cos(\omega \cdot t)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{Д}} \cdot U_{m \Sigma} \approx U_{m \Sigma} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m0}^2 + 2 \cdot U_{m1} \cdot U_{m0} \cdot \cos(\varphi)}$$

$$u_{\Sigma} = u_1 + u_0 = U_{m \Sigma} \cos(\omega \cdot t + \varphi)$$

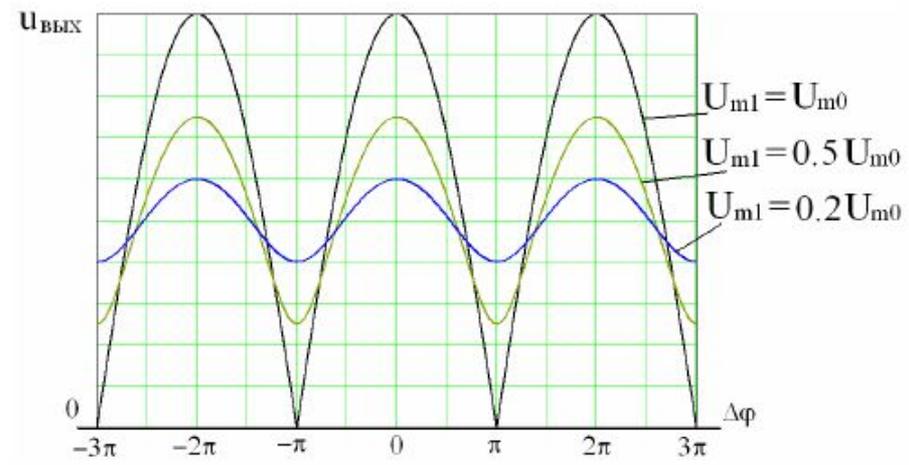
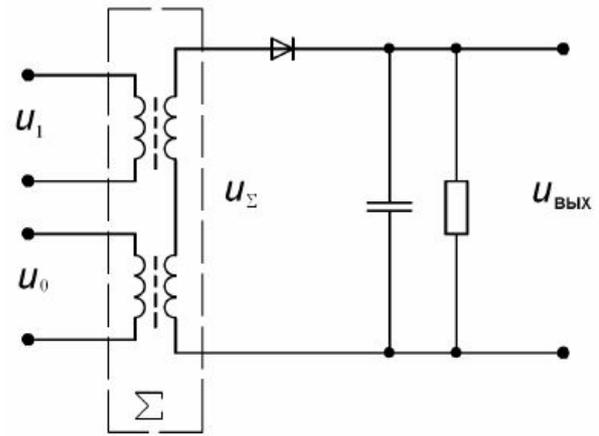
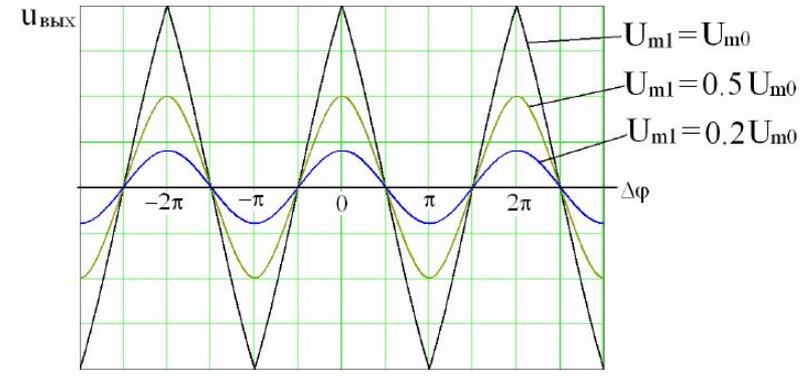
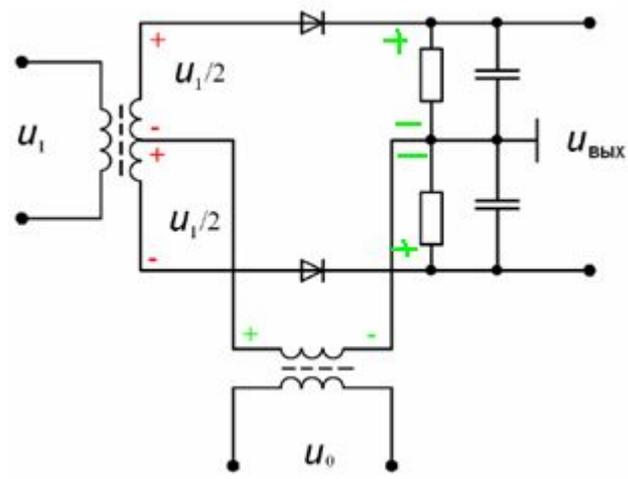


Рис. Небалансный диодный фазовый детектор



$$u_{\Sigma 1} = \frac{u_1}{2} + u_0 \quad u_{\Sigma 2} = -\frac{u_1}{2} + u_0$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{Д}} \cdot (U_{m \Sigma 1} - U_{m \Sigma 2})$$

Рис. Балансный фазовый детектор – опорное напряжение может быть синхронизировано с точностью до фазы

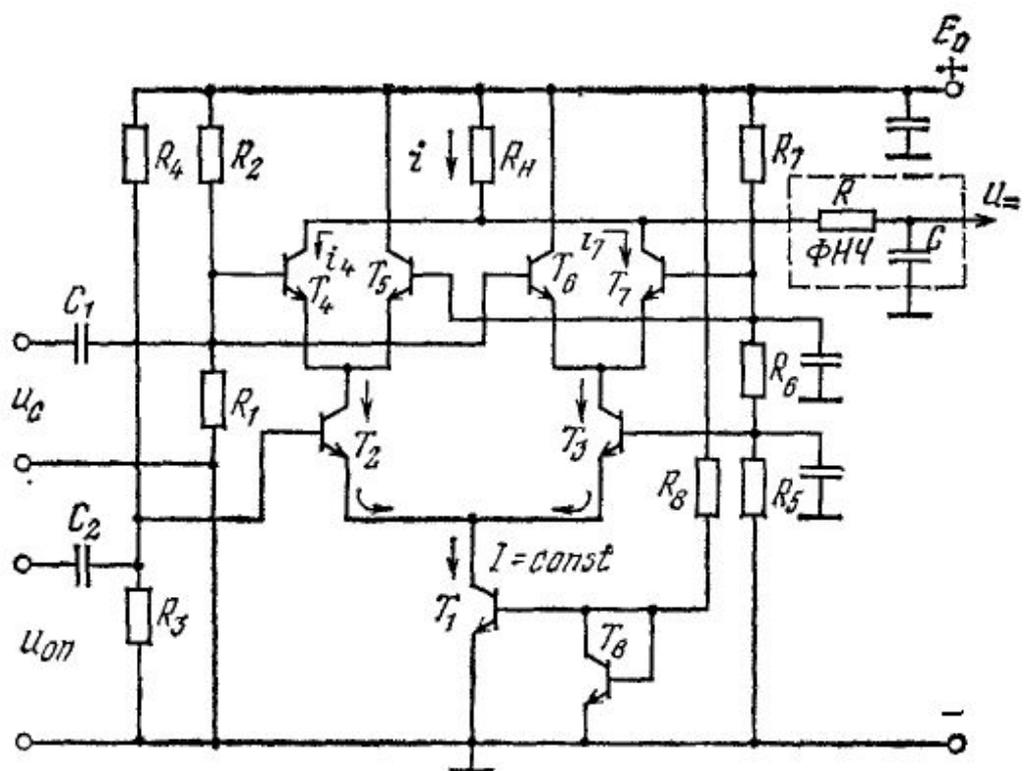


Рис. Фазовый (ключевой) детектор

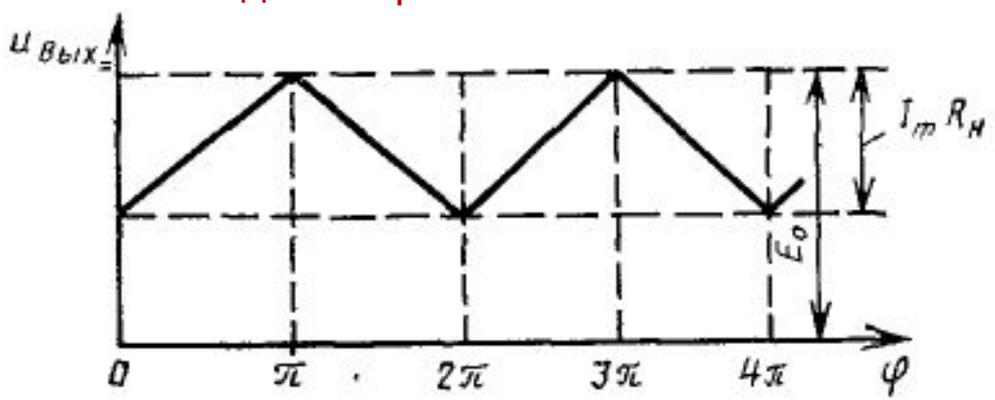


Рис. Детекторная характеристика фазового детектора

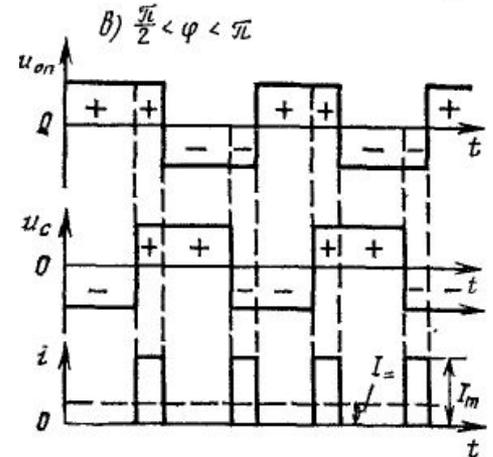
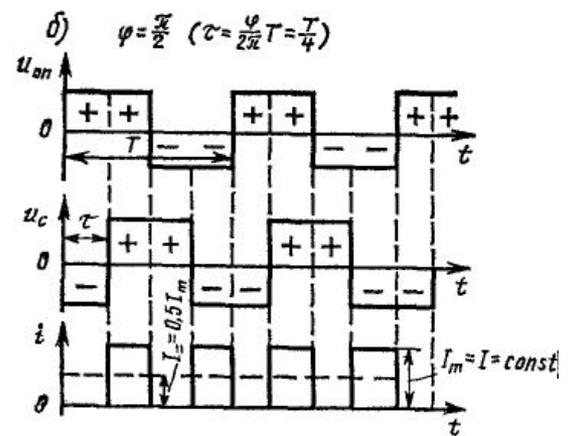
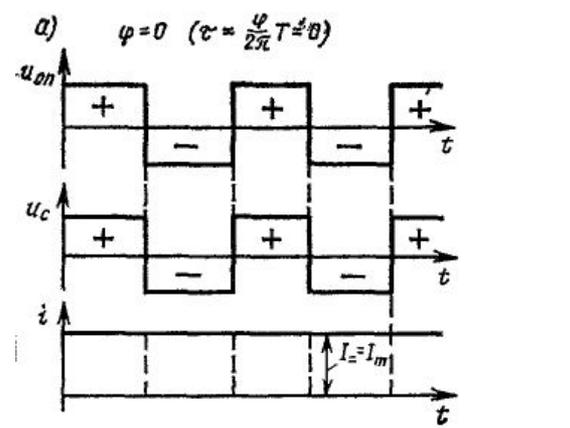


Рис. Временные диаграммы входных напряжений

Системы частотной и фазовой автоподстройки

частоты

1. В приемнике супергетеродинного типа частоту настройки определяют частота гетеродина f_e и промежуточная частота $f_{пч}$.

Верхнее сопряжение

$$f_0 = f_{\Gamma} - f_{ПЧ}$$

Нижнее сопряжение

$$f_0 = f_{\Gamma} + f_{ПЧ}$$

С преобразованием на суммарную частоту

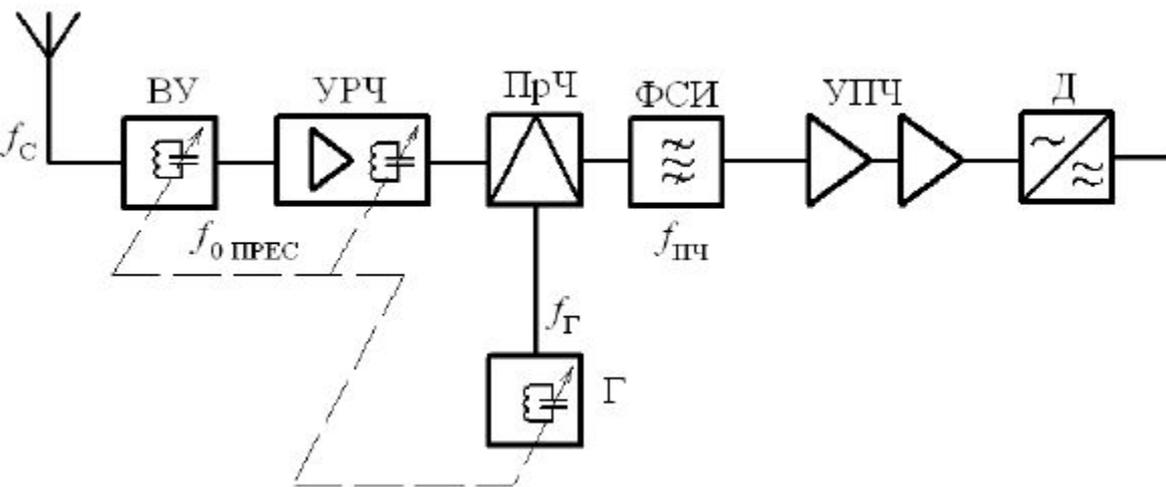
$$f_0 = f_{ПЧ} - f_{\Gamma}$$

Для перестройки приемника изменяют частоту гетеродина

Иногда при неизменной частоте гетеродина изменяют значение ПЧ

2.1. Приемник с LC-автогенератором в качестве гетеродина

2.1.1. Принцип работы



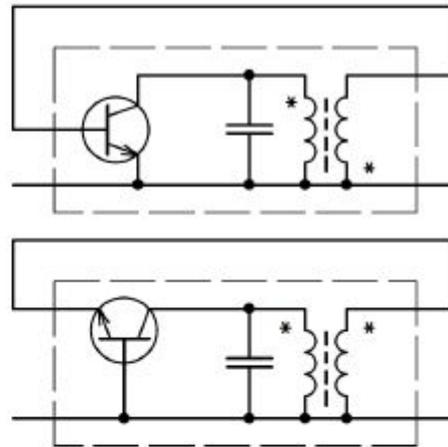
Перестройку осуществляют изменением емкости контура гетеродина (механическим КПЕ, вариакпом), реже изменяют индуктивность контура

Частота настройки преселектора f_0 ПРЕС должна быть близкой к частоте настройки f_0 , но не обязательно совпадать с ней.

Обычно перестройку преселектора осуществляют тем же способом, что и перестройку гетеродина. Но не обязательно (например, преселектор можно перестраивать переключением дискретных конденсаторов)

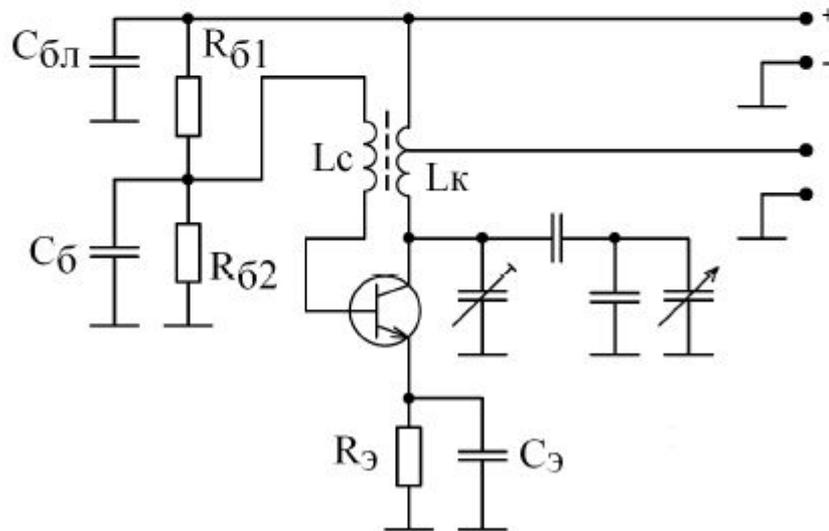
При небольшом коэффициенте перекрытия $K_D = f_{0max}/f_{0min}$ преселектор может быть неперестраиваемым

Автогенератор с трансформаторной связью



Эквивалентная схема по ВЧ

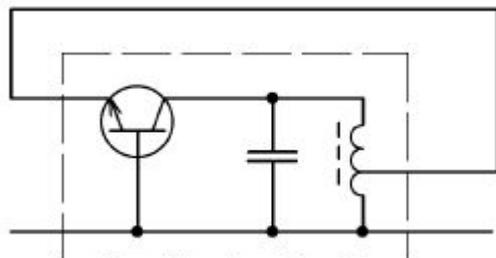
Основа – резонансный усилитель на транзисторе с ОЭ или ОБ. Связь со «следующим каскадом» - трансформаторная



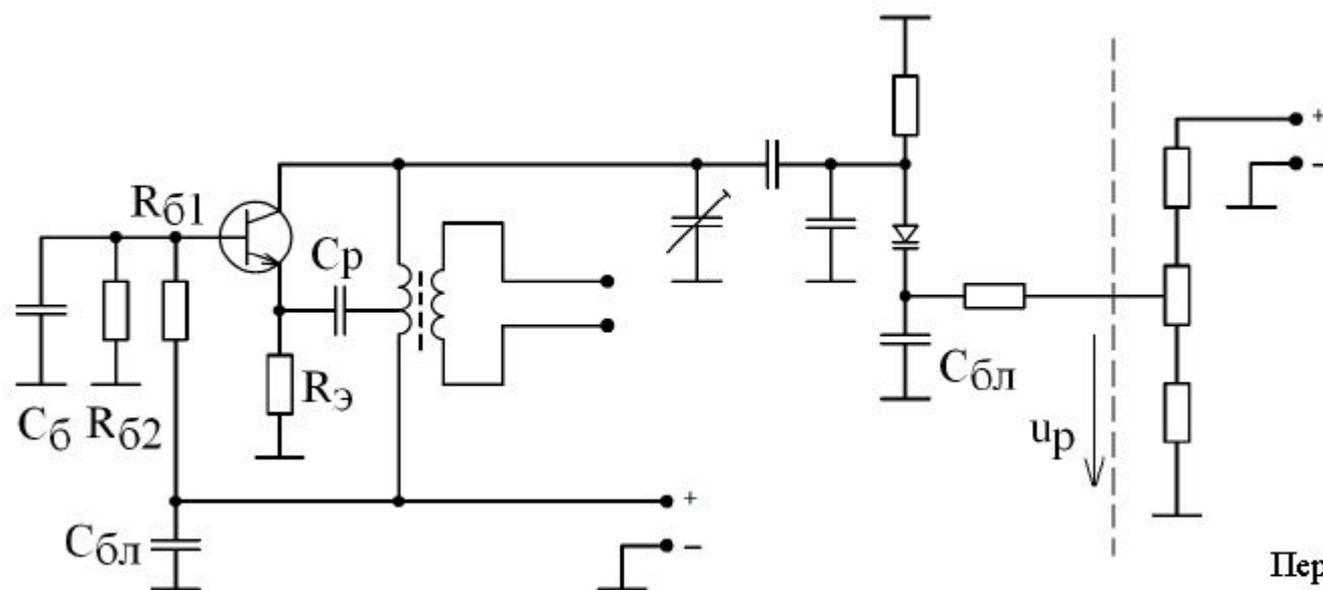
Перестройка частоты конденсатором переменной емкости

Автогенератор по схеме индуктивной трехточки

Генератор Хартли



Основа – резонансный усилитель на транзисторе с ОБ. Связь со «следующим каскадом» - автотрансформаторная

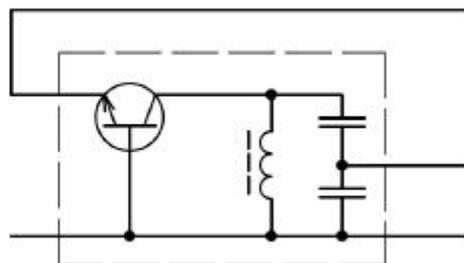


Перестройка частоты варикапом

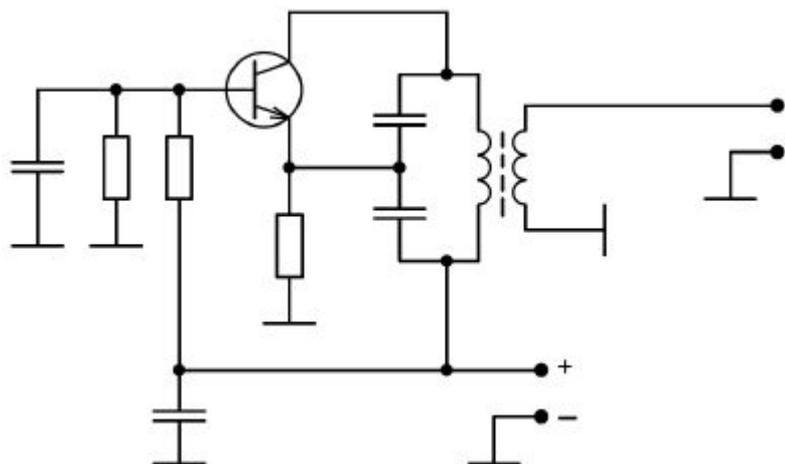
Генератор, управляемый напряжением (ГУН)

Автогенератор по схеме емкостной трехточки

Генератор Колпитца



Основа – резонансный усилитель на транзисторе с ОБ. Связь со «следующим каскадом» - внутриемкостная

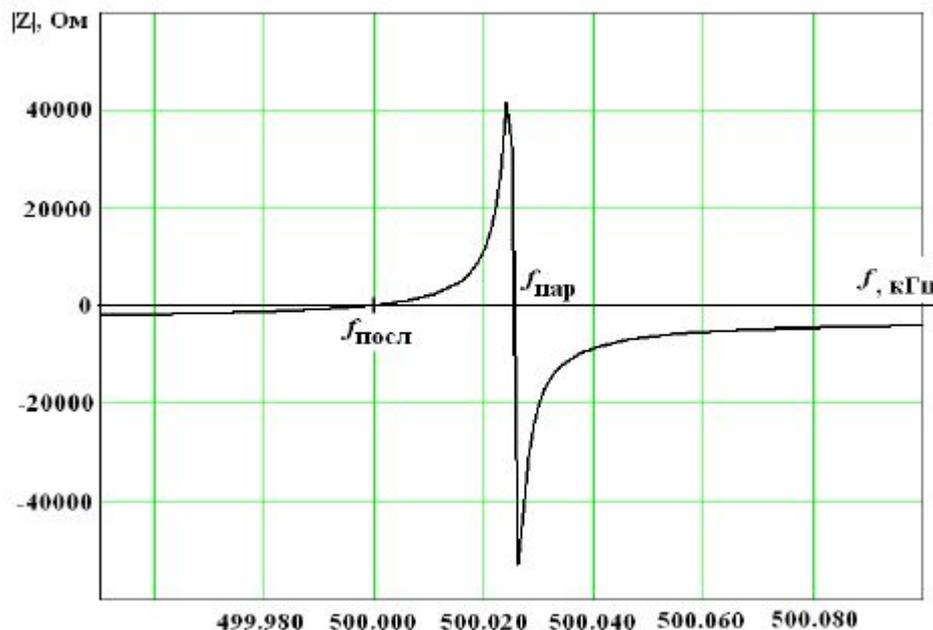
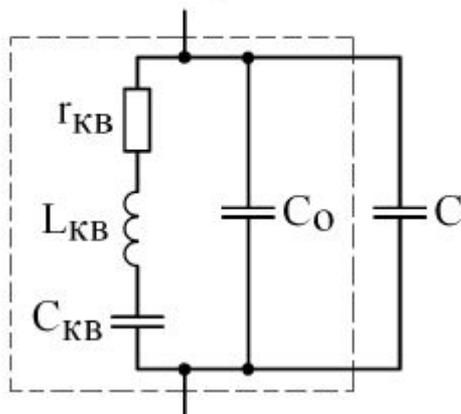


Неперестраиваемый

Для уменьшения нестабильности частоты вместо LC резонатора ($\Delta f/f = 10^{-3} - 10^{-4}$) используют кварцевые резонаторы ($\Delta f/f = 10^{-5} - 10^{-6}$, при температурной стабилизации до 10^{-8}).

Кварцевый автогенератор неперестраиваемый. В некоторых случаях возможна подстройка частоты (несколько Гц или десятков Гц)

Эквивалентная схема кварцевого резонатора
(с подключенной к нему внешней емкостью C):

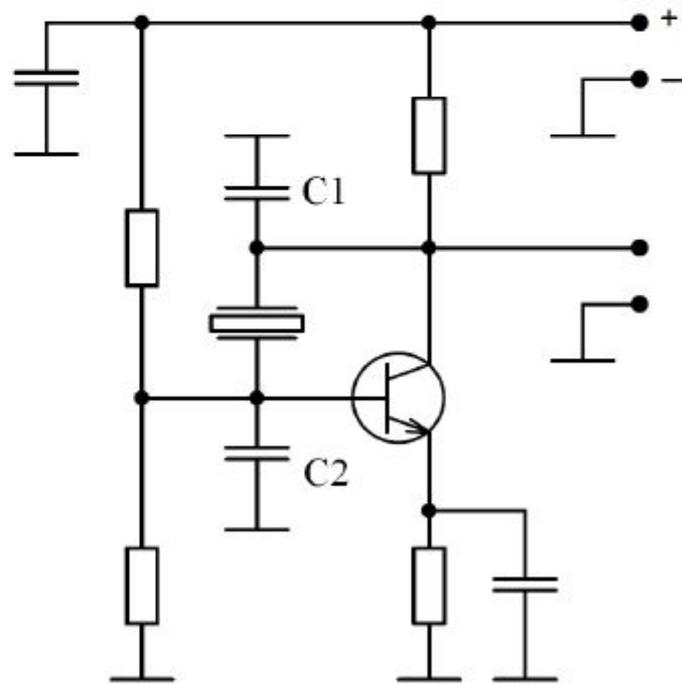
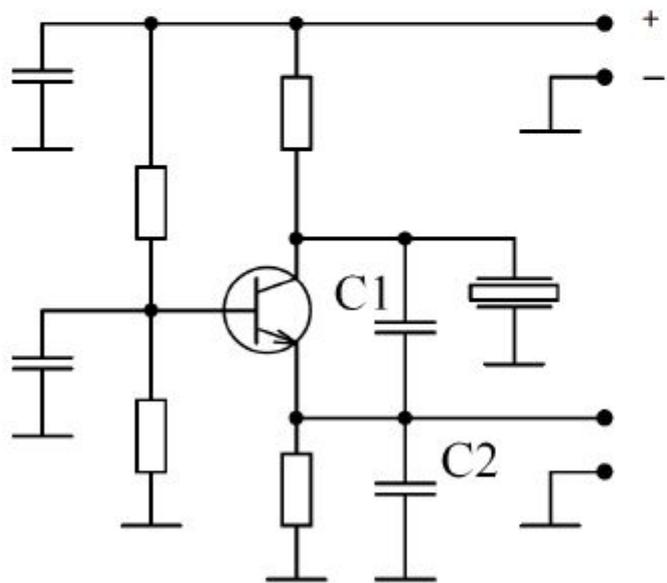
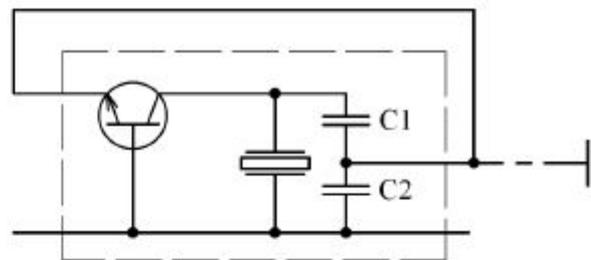
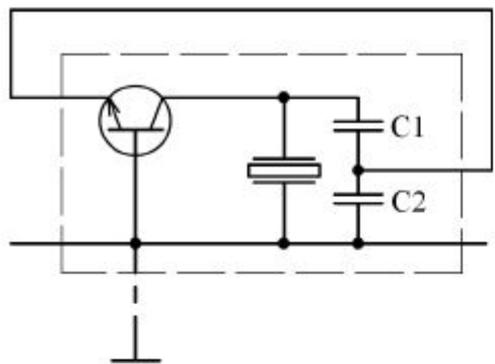


Частотная х-ка кварцевого резонатора (без дополнительной емкости C)

При увеличении внешней емкости C $f_{ПАР}$ приближается к $f_{ПОСЛ}$, но ухудшаются условия самовозбуждения. Обычно $C = 100 - 200$ пФ

Между $f_{ПОСЛ}$ и $f_{ПАР}$ импеданс кварцевого резонатора – индуктивный

Автогенератор удобно строить по схеме емкостной трехточки



2.1.3. Сопряжение контуров гетеродина и преселектора

Параметры элементов колебательного контура гетеродина при известных параметрах контура преселектора выбирают, **учитывая обеспечение сопряжения настроек гетеродина и преселектора с допустимой погрешностью.**

При верхнем сопряжении частота настройки приемника: $f_0 = f_{\Gamma} - f_{\text{ПЧ}}$

При перестройке приемника между частотой настройки приемника f_0 и резонансной частотой преселектора $f_{0\text{ПРЕС}}$ допустимо некоторое отличие, называемое погрешностью сопряжения $\Delta f_{\text{СОПР}}$. Неточное сопряжение приводит к ухудшению чувствительности и избирательности приемника. Обычно ставится условие $\Delta f_{\text{СОПР}} < \Delta F_{\text{ПРЕС}}/4$

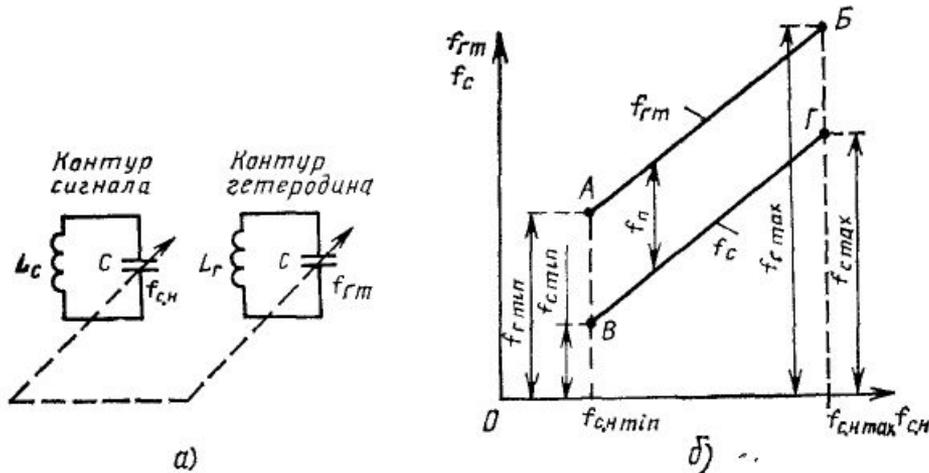


Рис. Идеальное сопряжение настроек сигналов контура и гетеродина

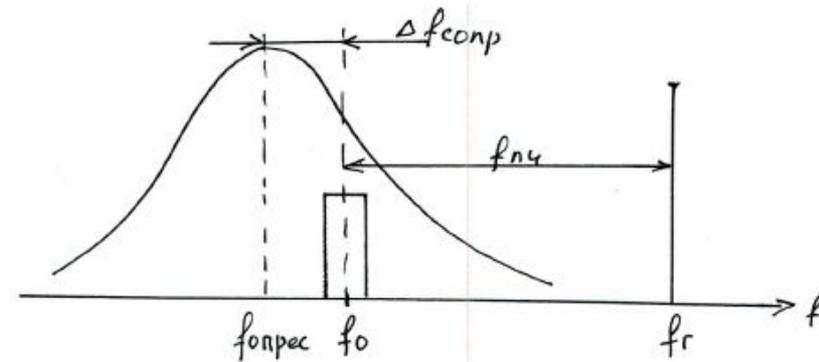
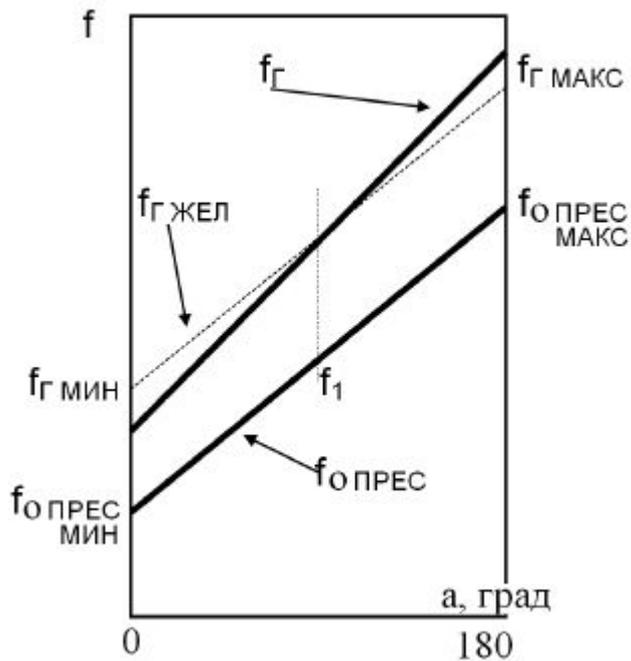


Рис. Неточное сопряжение настроек сигналов контура и гетеродина

Причиной погрешности сопряжения является изменение резонансных частот преселектора и гетеродина в разных диапазонах и разный коэффициент перекрытия контуров $K_{\text{Д}} = f_{\text{МАКС}} / f_{\text{МИН}}$, $K_{\text{ДГ}} = f_{\Gamma \text{ МАКС}} / f_{\Gamma \text{ МИН}}$

Например, $f_{\text{ПЧ}} = 1 \text{ МГц}$, $f_{\text{МАКС}} = 6 \text{ МГц}$, $f_{\text{МИН}} = 12 \text{ МГц}$, $K_{\text{Д}} = 2$

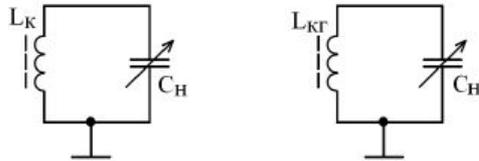
$f_{\Gamma \text{ МАКС}} = 7 \text{ МГц}$, $f_{\Gamma \text{ МИН}} = 13 \text{ МГц}$, $K_{\text{ДГ}} = 13/7 = 1.86$



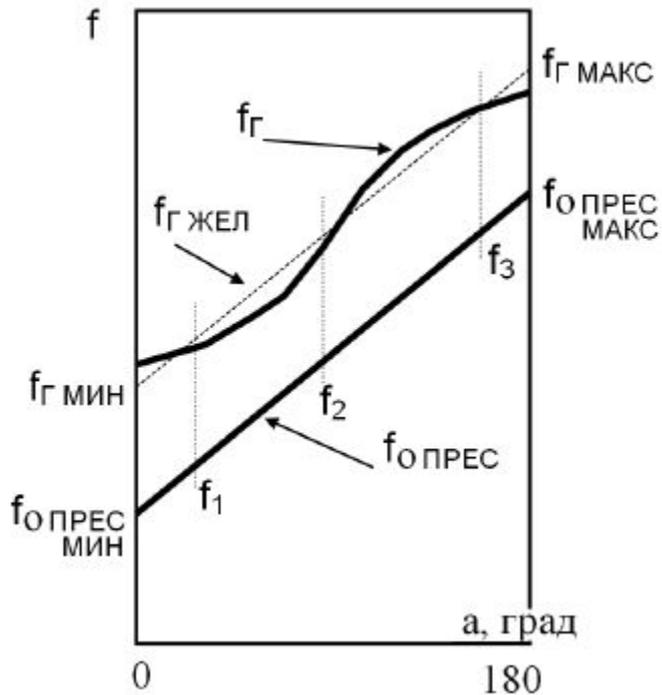
Погрешность сопряжения определяется как:

$$\delta f_{\text{сопр}} = \frac{\Delta f_{\text{сопр}}}{f_{0 \text{ прес}}} = \frac{|f_{\text{Г}} - f_{0 \text{ прес}} - f_{\text{пч}}|}{f_{0 \text{ прес}}}$$

где $f_{0 \text{ прес}}$ – частота настройки преселектора, изменяющаяся от $f_{\text{мин}}$ до $f_{\text{макс}}$.

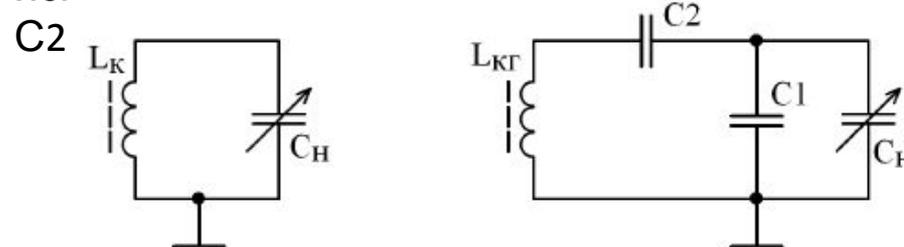


Если в контуре гетеродина использовать такие же конденсаторы, как и в контуре преселектора, то точное сопряжение возможно только в **одной** точке, определяемой выбором **Lк з.**



Включение в контур дополнительного растягивающего конденсатора (параллельного - C1 или последовательного – C2) позволяет получить **две точки** точного сопряжения и снизить погрешность сопряжения.

Наилучшее – это **три точки** точного сопряжения при использовании двух растягивающих конденсаторов C1 и C2



Основные недостатки приемников с LC-автогенераторами в качестве гетеродина

1. Трудность сопряжения с микропроцессорными системами управления
 2. Низкая точность установки частоты настройки (используют сложные оптико-механические системы, электронные шкалы)
 2. Высокая нестабильность частоты настройки (определяется нестабильностью частоты гетеродина $\Delta f_0/f_0 = \Delta f_T/f_T = 10^{-3} - 10^{-4}$)
- Пример. $\Delta f_0/f_0 = 10^{-4}$ $f_0 = 30$ МГц $\Delta f_0 = 3000$ Гц (для приема сигналов ОМ должно быть $\Delta f_0 < 5$ Гц)
3. Высокий уровень фазовых шумов

Для снижения нестабильности частоты LC-гетеродинов и уменьшения их шумов:

- Гетеродин выполняют на высококачественных элементах (L , C) с малой нестабильностью
- Применяют температурную компенсацию – в контур включают конденсаторы с заданным ТКЕ
- Минимизируют связь резонатора гетеродина с активным прибором
- На выходе гетеродина включают буферный усилительный каскад, снижающий нестабильность параметров нагрузки гетеродина
- Используют стабилизированные источники питания
- Применяют жесткий монтаж короткими проводами
- Применяют герметизацию и термостатирование

В современных приемниках цифровых сигналов очень жесткие требования к нестабильности частоты настройки ($10^{-6} - 10^{-8}$)

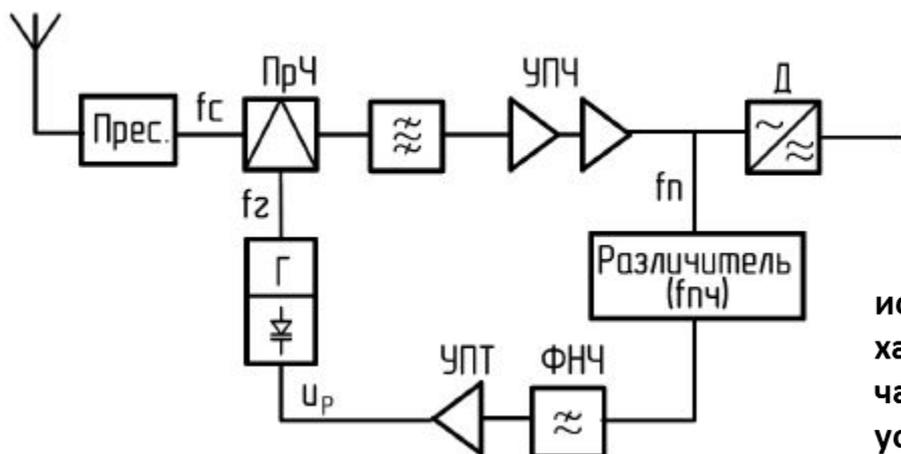
Для повышения стабильности частоты настройки

- Применяют системы автоподстройки частоты (АПЧ)
- Применяют схемы с двойным преобразованием частоты и фиксированной частотой настройки 1-го (высокочастотного) гетеродина
- Используют синтезаторы частот (СЧ) в качестве гетеродина

Системы автоматической подстройки частоты (АПЧ)

Необходимость системы АПЧ в приемнике:

- Нестабильность частоты настройки приемника (частоты гетеродина $f_{\Gamma} = f_{\Gamma 0} + \Delta f_{\Gamma}$)
- Нестабильность частоты принимаемого сигнала ($f_c = f_{c0} + \Delta f_c$), которая определяется нестабильностью частоты передатчика и изменением частоты из-за эффекта Доплера $\Delta f_c = \Delta f_{\text{ПЕР}} + \Delta f_{\text{ДОПЛ}}$)



Пусть приемник с верхним сопряжением: $f_{\Pi} = f_{\Gamma} - f_c$

$f_c \downarrow$ или $f_{\Gamma} \uparrow$ $f_{\Pi} \uparrow$ $u_p \uparrow$ $f_{\Gamma} \downarrow$ $f_{\Pi} \downarrow$

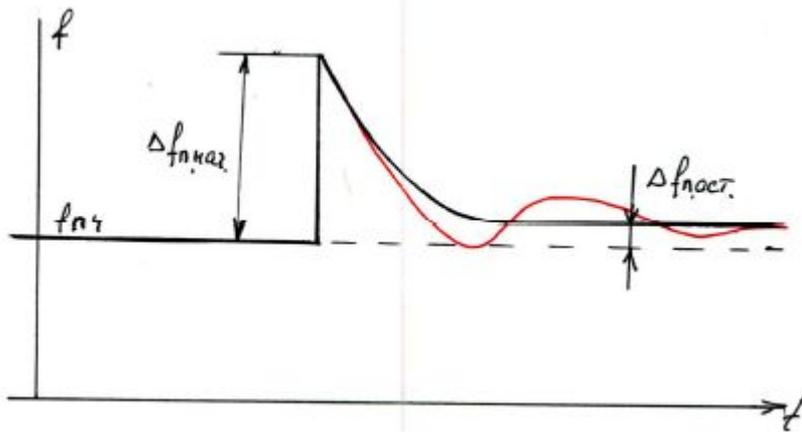
В качестве **различителя** частотного отклонения используют балансные частотные детекторы, детекторные характеристики которых проходят через нуль, если нет частотного отклонения сигнала. Сигнал ошибки после ФНЧ и усиления в УПТ преобразуется в управляющее напряжение **U_p** , приложенное к управляющему элементу. Под воздействием **U_p** частота **f_2** изменится на $\Delta f(t)$ в сторону уменьшения рассогласования между **$f_c(t)$** и **$f_2(t)$** . Управляющий элемент обычно входит в колебательный контур автогенератора-гетеродина.

В качестве различителя используют:

- Частотный детектор – система частотной АПЧ (ЧАПЧ)
- Фазовый детектор – система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

Системы частотной АПЧ

Система не может обеспечить абсолютно точной подстройки – имеется остаточная ошибка

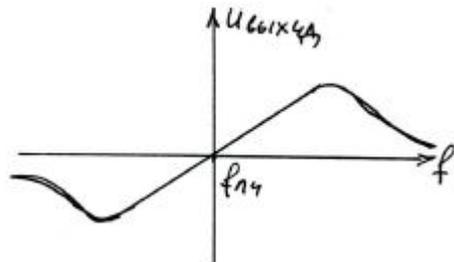


Эффективность системы АПЧ оценивают коэффициентом автоподстройки:

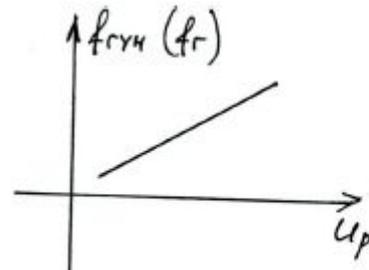
$$K_{АПЧ} = \frac{\Delta f_{П\ НАЧ}}{\Delta f_{П\ ОСТ}} = 1 + S_{ЧД} K_{\Phi} K_{УПТ} S_{ГУН}$$

Для обеспечения устойчивости системы АПЧ $K_{АПЧ} < 10 \dots 20$

Вид преобразования (верхнее, нижнее), знаки $S_{ЧД}$ и $S_{ГУН}$, наличие инверсии в УПТ должны быть согласованы



$$S_{ЧД} = \frac{\Delta U_{ВЫХ\ ЧД}}{\Delta f_{П}}$$



$$S_{ЧД} = \frac{\Delta f_{Г}}{\Delta U_p}$$

Характер переходного процесса и его скорость определяются ФНЧ

В приемниках ЧМ: $\tau_{\Phi} \geq \frac{1}{F_H}$ (ЧД системы АПЧ не должен реагировать на модуляцию сигнала)

При точной настройке приемника частота гетеродина при верхнем сопряжении настроек $f_{г0} = f_c + f_{по}$, где $f_{по}$ — номинальная промежуточная частота.

Допустим, что вследствие неточной настройки или нестабильности частота гетеродина в случае разомкнутой цепи автоматической подстройки получила приращение $\Delta f_{г}$. Преобразованная частота получит приращение $\Delta f_{п} = \Delta f_{г}$. Преобразованное напряжение сигнала после усиления в УПЧ подводится к различителю. Характеристика различителя

$$u_2 = \Phi_1(\Delta f_{п})$$

в общем случае является нелинейной.

$$u_2 \approx S_p \Delta f_{п},$$

где S_p — крутизна характеристики различителя, В/Гц.

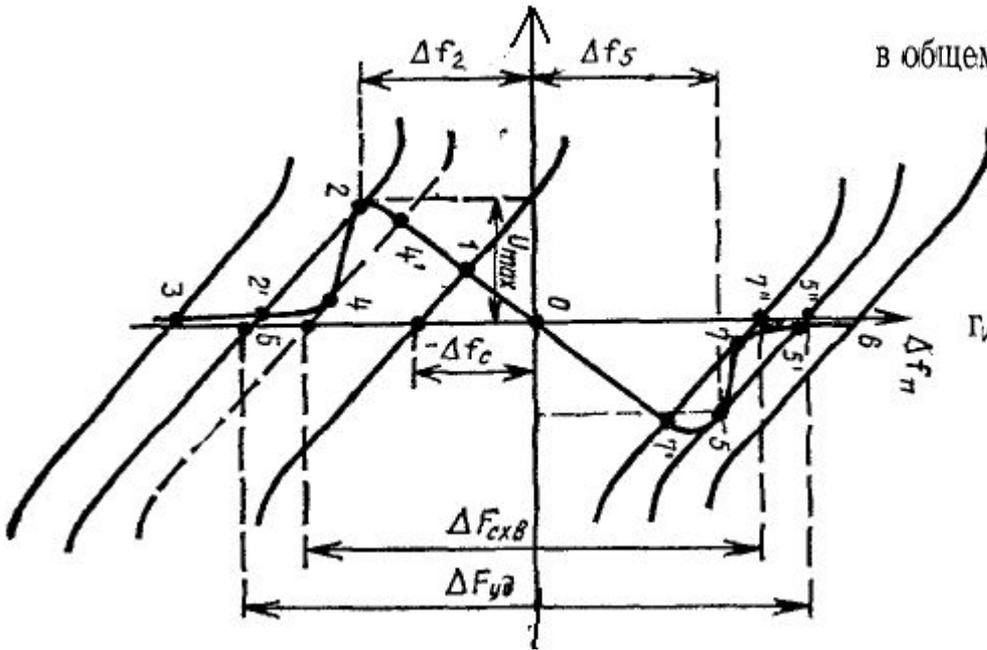
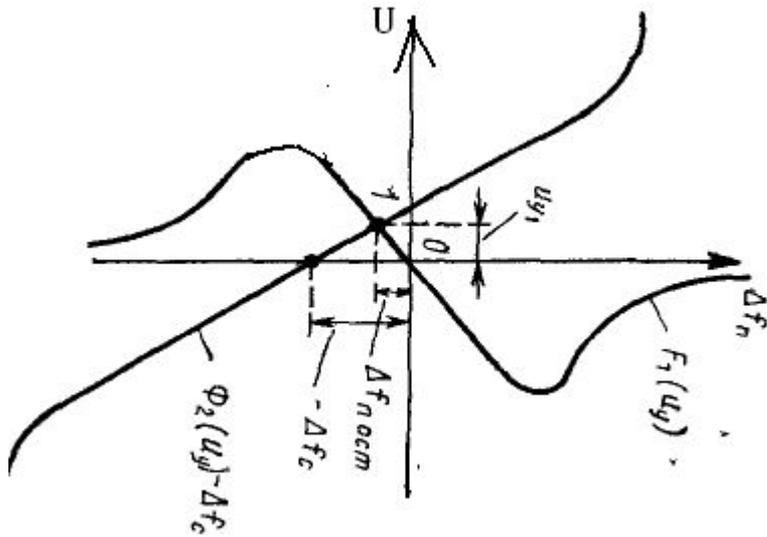
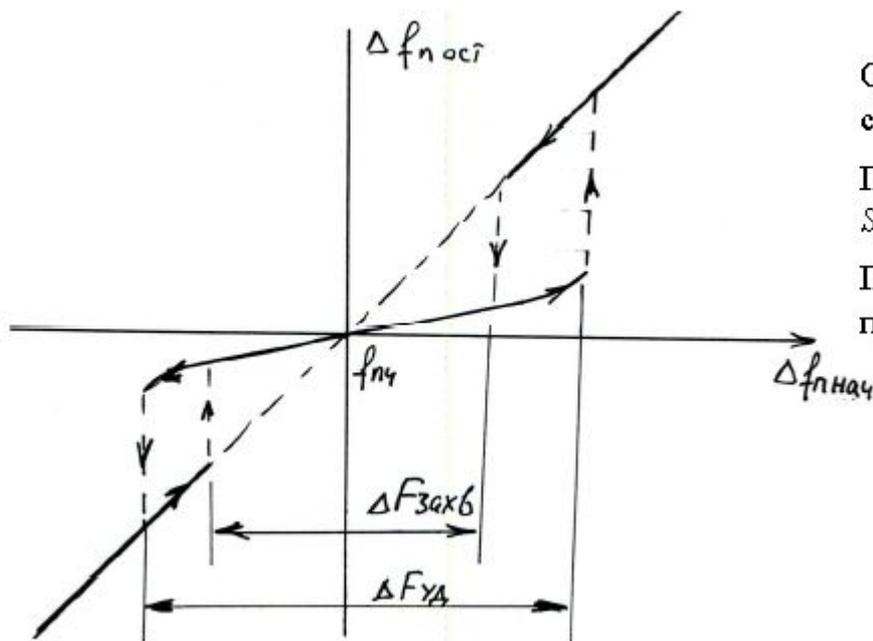


Рис. Пересечение характеристик различителя и УЭ



Система АПЧ способна осуществлять подстройку при не слишком больших $\Delta f_{ПНАЧ}$

Полоса удержания $\Delta F_{уд}$ ограничена полосой ЧД и снижением $S_{чд}$ при больших отстройках

Полоса захвата $\Delta F_{захв}$ не может превышать полосу пропускания тракта ПЧ ΔF

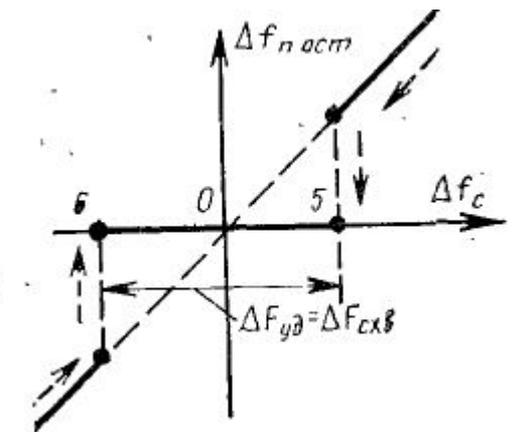
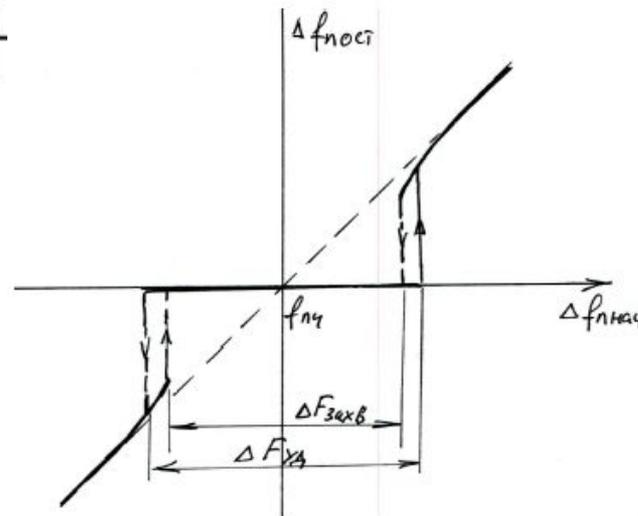
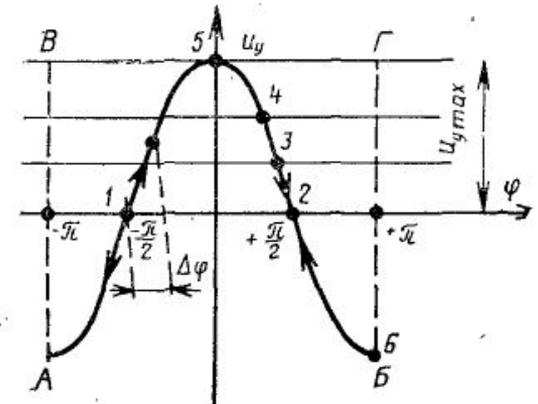
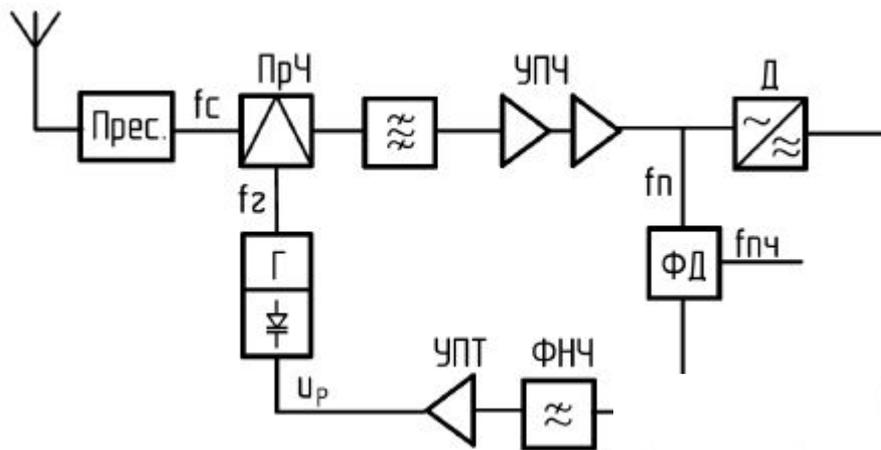
Особенности работы РПрУ с АПЧ:

- При наличии замираний и сильных помех система АПЧ может захватить соседнюю радиостанцию
- В приемнике должна быть возможность выключить АПЧ
- Систему АПЧ следует выключать при перестройке приемника
- Для работы в условиях замираний используют переключение постоянной времени $\tau_{ф}$ системы АПЧ: при пропадании сигнала $\tau_{ф}$ резко увеличивают

Системы ФАПЧ

В качестве регулятора используют ФД, на который подают опорный сигнал с частотой $f_{ПЧ}$

Регулирующее напряжение пропорционально разнице фаз сигналов на входе ФД. В режиме захвата ошибка по частоте будет отсутствовать. Фазовый сдвиг между $f_{П}$ и $f_{ПЧ}$ будет тем больше, чем больше $\Delta f_{ПНАЧ}$



Полосы удержания и захвата системы ФАПЧ уже, чем у ЧАПЧ

В приемнике могут быть использованы обе системы: ЧАПЧ для грубой подстройки и ФАПЧ для точной подстройки

На практике ФАПЧ значительно чаще используют для стабилизации не преобразованной частоты ($f_{П}$), а частоты гетеродина $f_{Г}$, т.е. в синтезаторах частот

Приемники с фиксированной частотой 1-го гетеродина

В приемниках с двойным преобразованием частоты частота 1-го гетеродина обычно выше частоты 2-го гетеродина

На нестабильность частоты настройки приемника влияют оба гетеродина: $\Delta f_0 = \Delta f_1 + \Delta f_2$

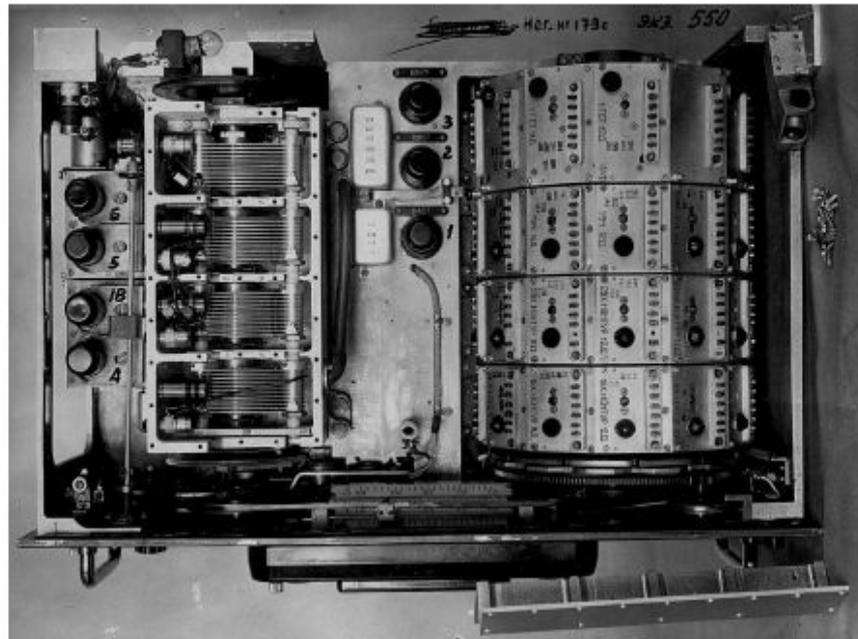
Нестабильность частоты настройки можно уменьшить, если частоту 1-го (высокочастотного) гетеродина стабилизировать кварцевым резонатором. При этом частота 1-го гетеродина будет постоянной ($f_1 = const$), а значение 1-й преобразованной частоты будет изменяться.

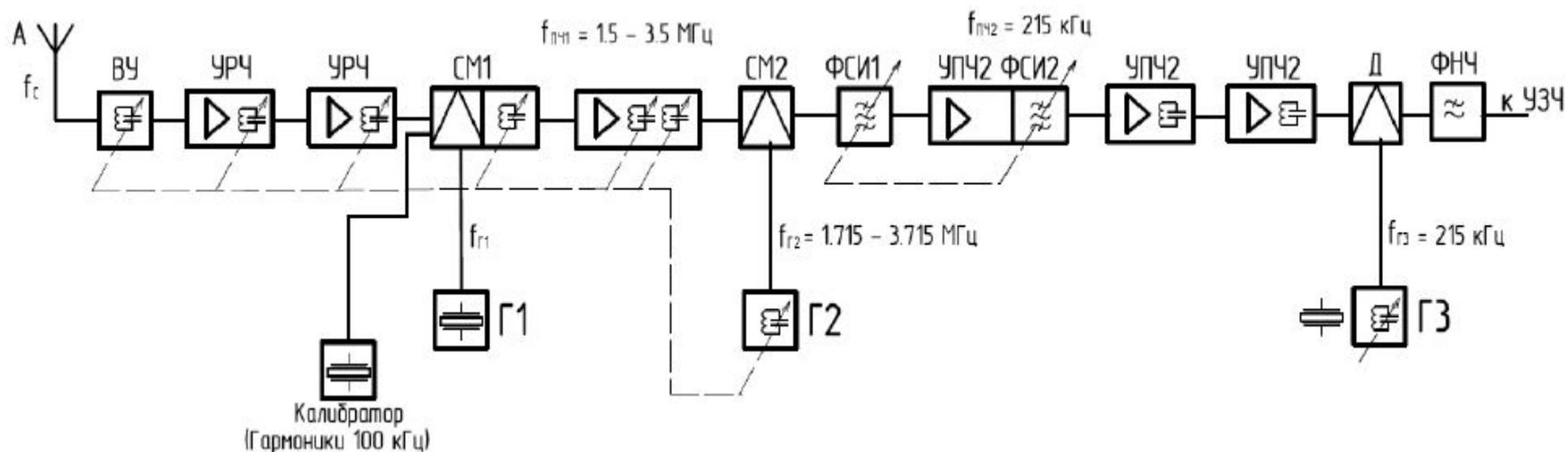
Тракт 1-й ПЧ может быть:

- узкополосным перестраиваемым (пример – приемник магистральной КВ связи Р-250)
- широкополосным неперестраиваемым (пример – приемники спутникового вещания)

Приемник Р-250

- Разработан под руководством А.А.Савельева
- Сталинская премия 1950 г.
- Модификации Р-250М, Р-250М2 и др.
- Выпускался до 1981 г.





Диапазон частот 1.5 – 25.5 МГц, $f_{ПЧ1} = 1.5 - 3.5$ МГц, $f_{ПЧ2} = 215$ кГц

12 поддиапазонов:

	f_0 , МГц	$f_{Г1}$, МГц	$f_{ПЧ1}$, МГц	$f_{Г2}$, МГц	$f_{ПЧ2}$, МГц
1	1.5 – 3.5	-	1.5 – 3.5	1.715 – 3.715	0.215
2	3.5 – 5.5	1.95/2.05			
3	5.5 – 7.5	4.0			
...			
...			
11	21.5 – 23.5	20.0			
12	23.5 – 25.5	22.0			

Уход частоты настройки за 2 – 4 часа работы после 30минутного прогрева не более 1000 Гц

Затем нестабильность частоты: не более 200 Гц за час работы

. Приемники с синтезатором частот в качестве гетеродина

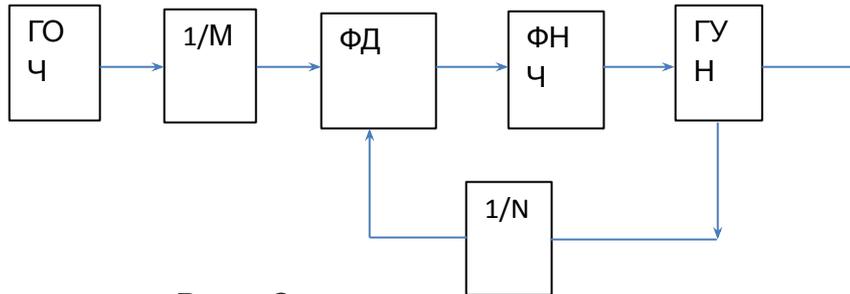


Рис. Структурная схема синтезатора на основе ФАПЧ с целочисленным коэффициентом деления в цепи обратной связи

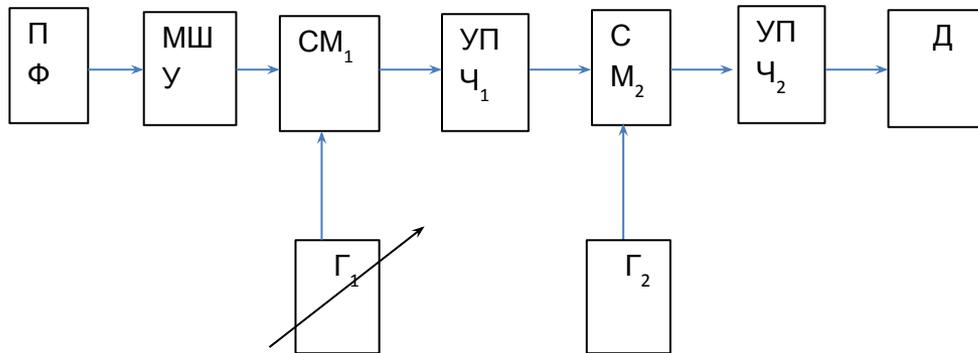


Рис. Приемник базовой станции GSM с несущей частотой 900 МГц по схеме с двойным преобразованием частоты

Основные свойства синтезаторов частот рассматриваемого типа определяются свойствами системы ФАПЧ и, следовательно, соответствуют параметрам фазовой автоподстройки. К ним относятся:

Полоса захвата - максимальная начальная расстройка между частотами сравнения фазового детектора петли ФАПЧ, при которой система входит в режим синхронизации (удержания);

Полоса удержания – максимальное значение расстройки между частотами сравнения фазового детектора петли ФАПЧ, при которой система выходит из режима синхронизации;

Время установления – время, за которое система переходит в установившееся состояние после переходного процесса, вызванного изменением частоты;

Уровень фазовых шумов синтезатора – определяется на выходе ГУН при заданной отстройке от несущей и описывается спектральной плотностью средней мощности фазовых шумов (разд. 4.4);

Уровень нелинейных искажений - определяется амплитудой дополнительных гармоник от частоты сравнения, так называемых «шпор», в спектре выходного колебания синтезатора из-за нелинейных

The End