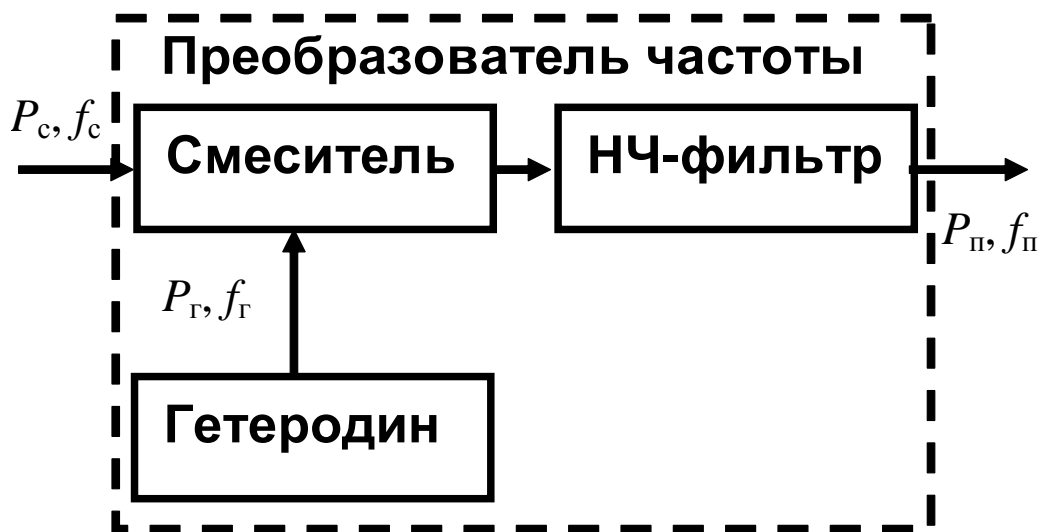


ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Назначение - перенос спектра принимаемого сигнала на $f_{\Pi\text{Ч}}$, на которой происходит основное усиление и формирование необходимой $\Pi_{\text{пр}}$.

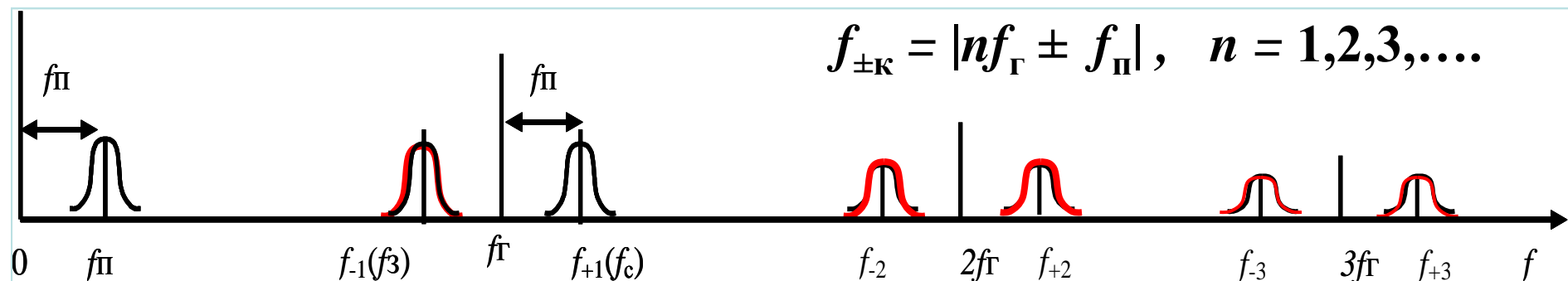


Преобразование по гармоникам гетеродина и сигнала $f_{mn} = |mf_c \pm nf_\Gamma|$;
 $m, n = \pm 1, 2, \dots$

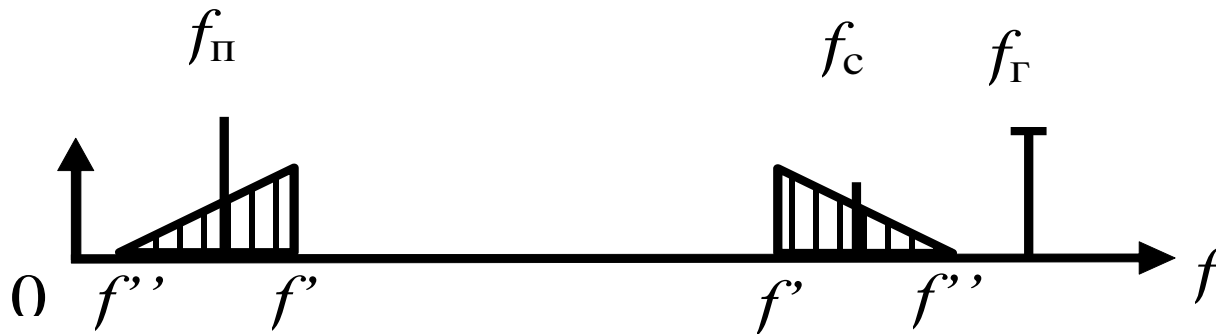
$$U_c \ll U_\Gamma$$

Преобразование по гармоникам гетеродина $f_n = |f_c \pm nf_\Gamma|$; $n = \pm 1, 2, \dots$

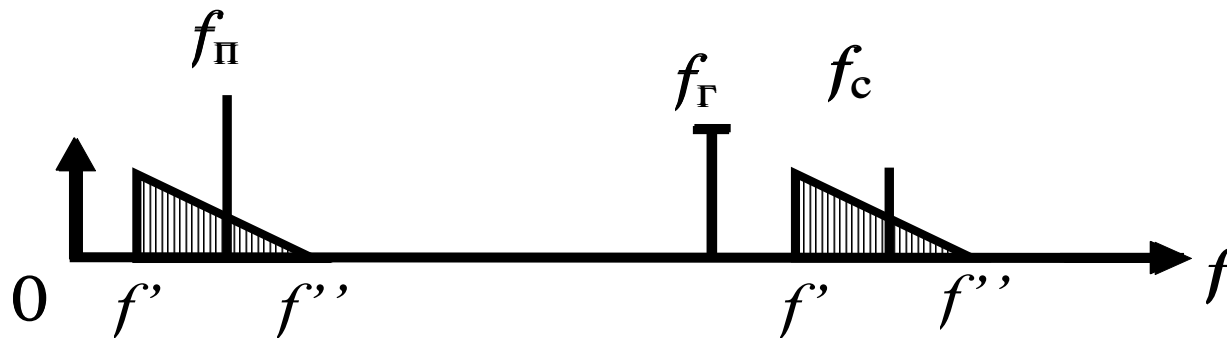
$$f_n = |f_c - f_\Gamma|$$



Спектр на ПЧ инвертируется при $f_{\Gamma} > f_c$

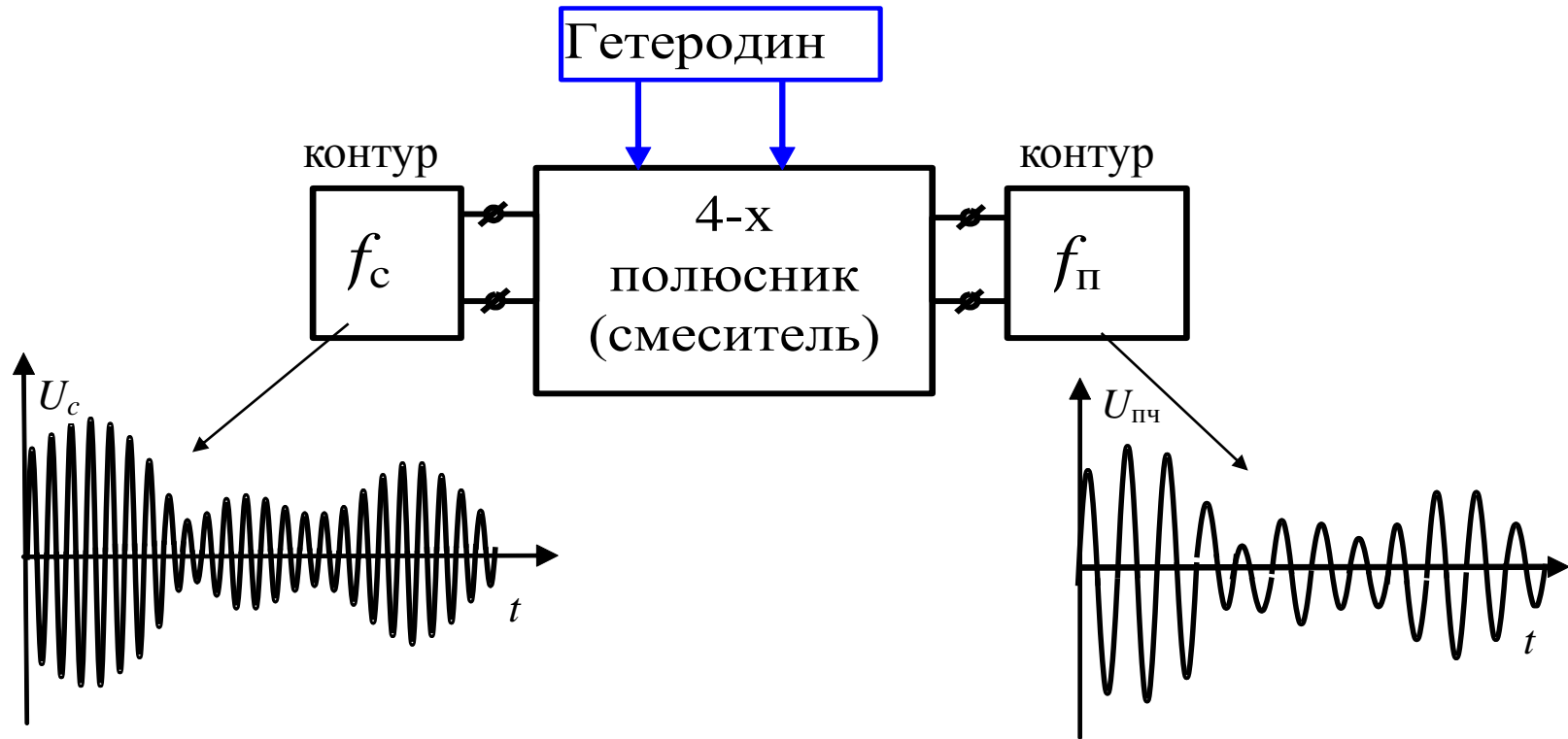


Спектр на ПЧ не искажается при $f_{\Gamma} < f_c$



- ПЧ является одним из первых или первым каскадом приемника.
- Поэтому его $T_{\text{ш экв}}$ и K_p коэффициент усиления по мощности важны для чувствительности приемника

Основные характеристики преобразователей частоты



1. Коэффициент передачи :

по напряжению: $K_{пU} = \frac{U_{пч}}{U_c}$

по мощности: $K_{пP} = \frac{P_{пч ном}}{P_{с ном}}$

$L = \frac{1}{K_{пP}}$ - потери преобразования

2. Шумовые характеристики:

- коэффициент шума N ,
- шумовое отношение t ,
- эквивалентная шумовая температура смесителя $T_{\text{ЭКВ см}}$,

Коэффициент шума по определению :

$$N = \frac{P_{\text{ШВЫХ}}}{P_{\text{ид}}} = \frac{kT_{\text{ШВЫХ}} \Pi_{\text{э}}}{kT_0 K_p \Pi_{\text{э}}} = \frac{T_{\text{ШВЫХ}}}{T_0 K_p}.$$

где $T_{\text{ШВЫХ}}$ — эквивалентная шумовая температура выходного сопротивления смесителя при входном сопротивлении источника сигнала температурой T_0 .

Шумовое отношение определяется как : $t = \frac{T_{\text{Ш Вых}}}{T_0} = N \cdot K_p = \frac{N}{L}.$

Отсюда:

$$N = \frac{T_{\text{Ш Вых}}}{T_0} L = t \cdot L$$

$T_{\text{ЭКВ СМ}}$ определим через его коэффициент шума N

$$T_{\text{ЭКВ СМ}} = (N-1)T_0$$
$$T_{\text{ЭКВ СМ}} = \left(\frac{T_{\text{ШВЫХ}}}{T_0} L - 1 \right) \cdot T_0 = (t L - 1) T_0 = T_{\text{ШВЫХ}} L - T_0.$$

3. Сопротивления входа и выхода:

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ С}}}{I_{\text{ВХ С}}}, \quad R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ ХХП}}}{I_{\text{ВЫХ КЗ П}}}$$

В общем случае $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$ - комплексные и зависят:

- от схемы,
- выбора нелинейного элемента,
- мощности гетеродина.
- выбора рабочей точки.

На входе и выходе должно обеспечиваться согласование по K_p или N .

4. Широкополосность преобразователя – диапазон частот, в котором обеспечиваются заданные K_p и N :

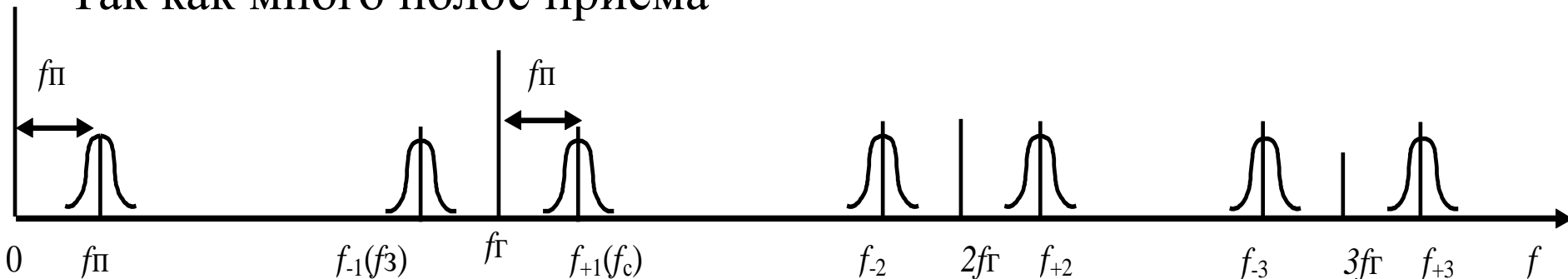
5. Динамический диапазон. Снизу ограничен уровнем шума. Сверху определен уровнем $U_{вх\ c}$ при котором нарушается линейность смесителя: $U_c < (0,1 \dots 0,3) U_{г}$.

6. Коэффициент передачи смесителя в разных полосах приема.

7. Уровень мощности гетеродина, просачивающейся в антенну.

Особенности шумовых характеристик ПЧ

Так как много полос приема



ПЧ можно представить в виде многополюсника

$$f_{\pm k} = nf_\Gamma \pm f_\Pi$$

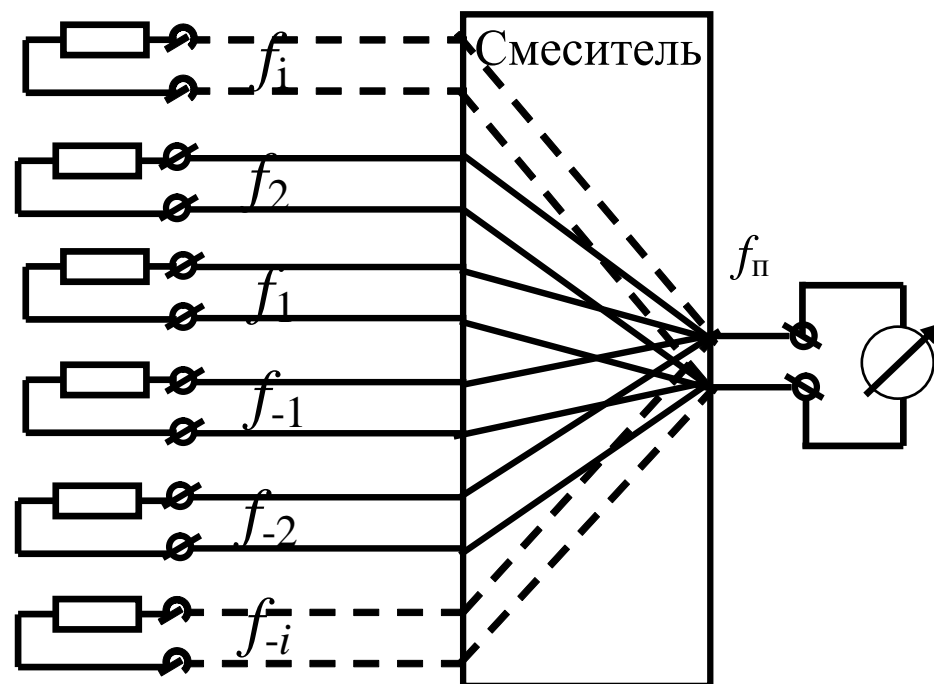
К каждой k -паре зажимов

подключено

$$Z(\omega_k) = R(\omega_k) + jX(\omega_k)$$

источника сигнала для этой

полосы ($\omega_k = 2\pi f_k$).



Предположим, что на выходе на f_{Π} подключен измеритель мощности.

Если все R_k охлаждены до температуры абсолютного нуля, то показания выходного прибора $P_{\text{вых}0}$ равны мощности *внутренних* шумов смесителя, преобразованных на f_{Π} по всем каналам или полосам приема.

Многополосная эквивалентная шумовая температура $T_{n\Pi}$, $T_{\text{дп}}$, (T_{DSB}),

(Английская аббревиатура ***DSB*** означает *double side band*.)

Если до одинаковых температур одновременно нагревать $R(\omega)$ в двух полосах (например, $k=\pm 1$) или в n -полосах приема, то значение, при котором $P_{\text{вых}}=2P_{\text{вых}}|_{T=0\text{K}}$, определит эквивалентную шумовую температуру для соответствующего сочетания полос.

Однополосная эквивалентная шумовая температура $T_{\text{оп}}$ (T_{SSB})

(Английская аббревиатура *SSB* означает *single side band*.)

Эквивалентная однополосная шумовая температура смесителя $T_{\text{шэ } k}$ для k полосы определяется как абсолютная температура сопротивления $R(\omega_k)$, при которой $P_{\text{вых}} = 2P_{\text{вых}}|_{T=0\text{K}}$.

Определение предполагает, что, повышая абсолютную температуру сопротивления $R(\omega_k)$, мы добавляем в k полосе тепловые шумы равные внутренним шумам.

Очевидно, что $T_{\text{дп}}$ и $T_{\text{нп}} < T_{\text{оп}}$: несколько сопротивлений нужно меньше нагревать, чем одно для получения той же $P_{\text{ш}}$.

Шумовые температуры по полосам приема связаны следующим соотношением:

$$\frac{1}{T_{\Sigma}} = \cancel{\frac{1}{T_{-i}}} + \dots + \cancel{\frac{1}{T_{-2}}} + \frac{1}{T_{-1}} + \frac{1}{T_1} + \cancel{\frac{1}{T_2}} + \dots + \cancel{\frac{1}{T_i}}.$$

Часто пользуются однополосной T_{SSB} и двухполосной T_{DSB} .

$$\frac{1}{T_{DSB}} = \frac{1}{T_{-1}} + \frac{1}{T_1} \quad T_{DSB} = \frac{T_1 T_{-1}}{T_1 + T_{-1}} = \frac{T_{SSB+} T_{SSB-}}{T_{SSB+} + T_{SSB-}}$$

При равных коэффициентах передачи по нижней и верхней боковым полосам

$$T_{SSB+} = T_{SSB-}.$$

$$\text{Величина } T_{SSB} = 2T_{DSB}.$$

Для измерения величины T_{DSB} пользуются широкополосными согласованным нагрузками при двух температурах (например комнатной и азотной).

Потери преобразования смесителя связаны соотношением:

$$\frac{1}{L_{\Sigma}} = \frac{1}{\cancel{L_{-i}}} + \dots + \frac{1}{\cancel{L_{-2}}} + \frac{1}{L_{-1}} + \frac{1}{L_1} + \frac{1}{\cancel{L_2}} + \dots + \frac{1}{\cancel{L_i}}.$$

Только двух полос:

$$L_{DSB} = \frac{L_{SSB+} L_{SSB-}}{L_{SSB+} + L_{SSB-}}$$

С учетом $L_{SSB+}=L_{SSB-}$: $L_{SSB} = 2L_{DSB}$

Шумы гетеродина.

Сигнал реальных гетеродинов представляет векторную сумму гармонического и шумового напряжений.

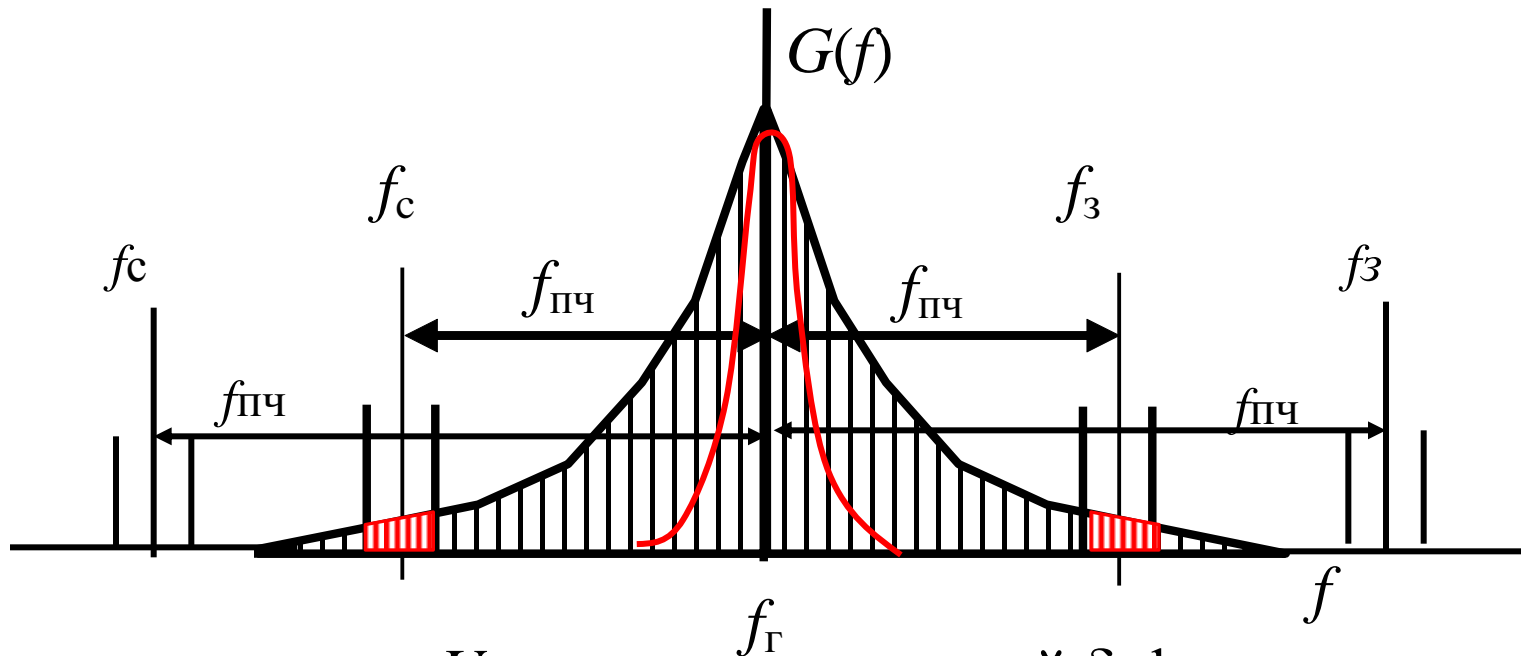
Вектор $U_{ш}$ произвольно ориентирован на фазовой плоскости. Может быть разложен на две компоненты: параллельную и ортогональную сигнальному вектору.

Составляющая $U_{ш}$, параллельная вектору гармонического $U_{г}$, создает флуктуации амплитуды гетеродина, и могут быть преобразованы на $f_{пр}$.

Амплитудные шумы Они могут быть измерены ваттметром на выходе УПЧ как дополнительная мощность.

Составляющая, ортогональная вектору гармонического $U_{г}$ меняет фазу, не меняя амплитуды. Она не может быть отмечена на выходе АД или зарегистрирована ваттметром. Однако она создает шумы на выходе ФД и существенна при фазовых измерениях.

Амплитудные шумы гетеродина после усиления в УПЧ и АД создают дополнительный шум на выходе приемника.



Спектр мощности U_{Γ} имеет вид размытой δ -функции.

Вклад этих шумов может быть уменьшен путем:

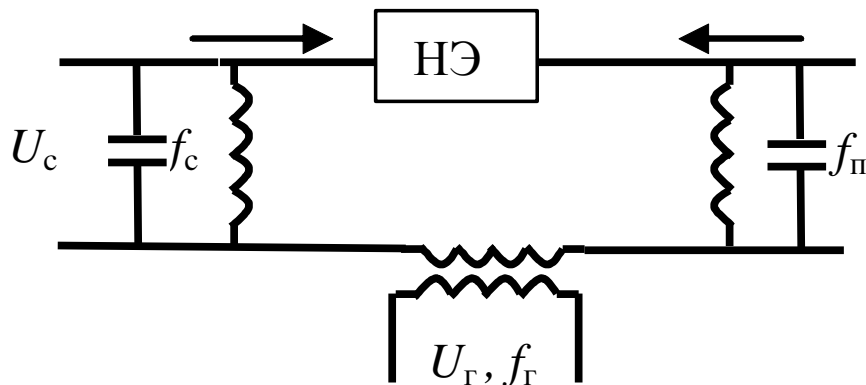
- 1) повышения промежуточной частоты,
- 2) подавлением высокочастотных составляющих гетеродинного спектра узкополосным фильтром,
- 3) амплитудные шумы гетеродина эффективно подавляются в балансном смесителе.

Классификация смесителей

По конструктивному исполнению с повышением частоты различают :

- 1) простые, выполненные с помощью навесного и печатного монтажа,
- 2) коаксиальные,
- 3) микрополосковые,
- 4) волноводные.

В общем случае для всех конструкций преобразователей частоты справедлива принципиальная схема:



Требования к схемам смесителей.

Практическая схема должна удовлетворять условия:

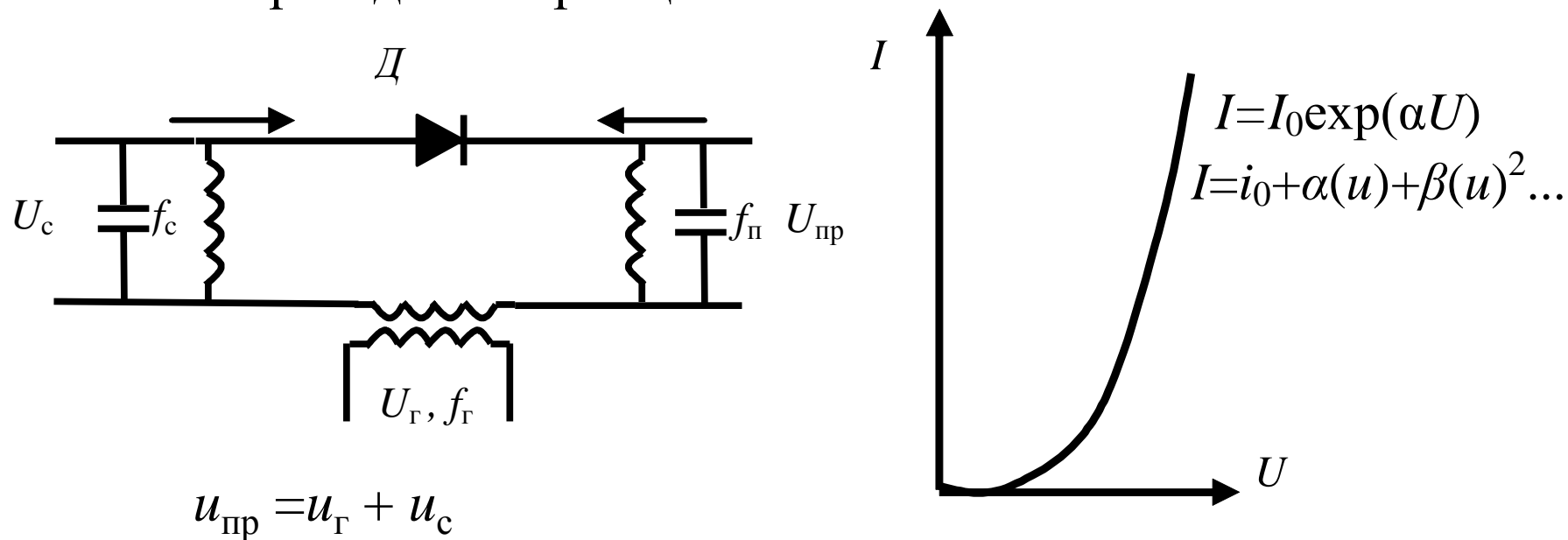
1. Обеспечивать возможно больший K_{Π} , минимальные потери L .
2. Обеспечивать слабую связь между цепями сигнала и гетеродина.

Так как $f_{\text{пр}} \ll f_c$, то $f_c \cong f_{\Gamma}$ и тогда при сильной связи:

- ухудшается чувствительность, т.к. теряется часть мощности сигнала в цепях гетеродина,
- происходит взаимная расстройка цепей сигнала и гетеродина,
- ухудшается стабильность гетеродина,
- энергия гетеродина излучается в антенну; создаются помехи соседним станциям.

3. Предотвращать потери P_c и P_{Γ} в цепи промежуточной частоты, Частоты $f_c f_{\Gamma}$ должны быть замкнуты фильтром ФНЧ.

В общем случае для всех конструкций преобразователей частоты справедлива принципиальная схема:



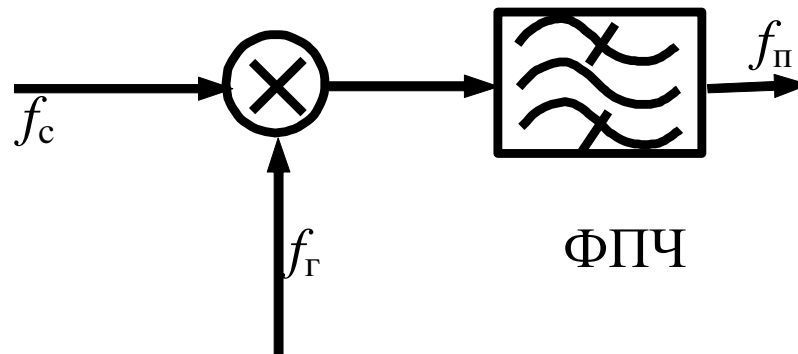
$$u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_r) \quad u_r = U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)$$

$$\begin{aligned} i = & i_0 + \alpha U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + \alpha U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r) \\ & + \beta (U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c))^2 + \beta (U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r))^2 \\ & + 2\beta U_c U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r) \cos(\omega_c t + \varphi_c) \end{aligned}$$

$$\underline{\cos(\alpha) \cos(\beta) = \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)}$$

Схемы на перемножителях

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)$$



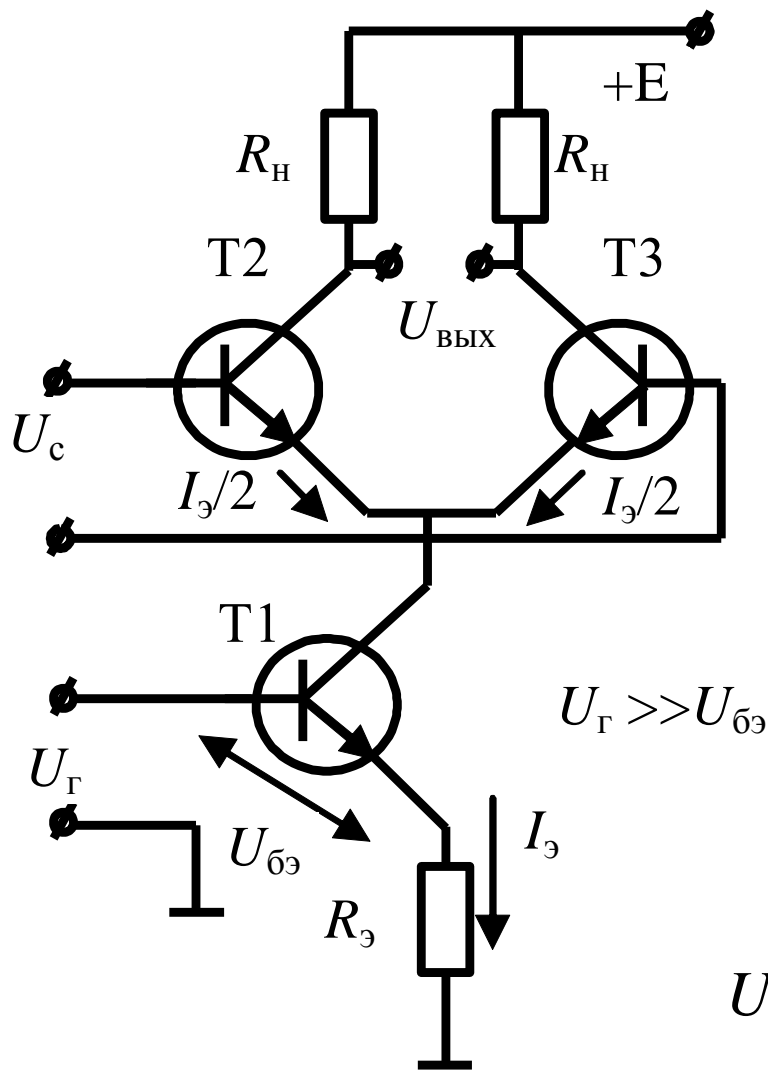
Преимущества :

- развязаны цепи сигнала и гетеродина,
- минимальное число интермодуляционных помех и паразитных каналов приема.

Реализуется на ИС имеющих в своем составе аналоговый перемножитель (АП).

В АП используется метод “переменной крутизны”, т.е. зависимость крутизны транзистора от тока эмиттера.

К выходу АП подключается переходной фильтр, настроенный на ПЧ.



Гетеродин - подается на Т1
(ГСТ - генератор
стабильного тока),
Сигнал - на входы
дифференциальной пары
Т2-Т3.

При $U_c \leq \varphi_T$, $S_{тр} = I_3 / 2\varphi_T$,

где $\varphi_T = kT/q$ ($\varphi_T = 26$ мВ),

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{усл}} U_c = S_{\text{тр}} R_H U_c = I_3 R_H U_c / 2\varphi_T.$$

Т.к. $U_{\Gamma} \gg U_{63}$

$I_3 = U_{\Gamma} / R_3$ (Т1 генератор тока),

$$U_{\text{вых}} = U_c U_{\Gamma} [R_H / (2\varphi_T R_3)], \quad R_H / (2\varphi_T R_3) - \text{const}$$

Применяются в качестве перемножителей высокочастотные микросхемы с дифференциальными усилителями: [K175УВ4](#), K436УВ1, K235УС6 и т.п.

Достоинство: высокий диапазон рабочих частот (до 5 ГГц), малое энергопотребление.

Недостатки:

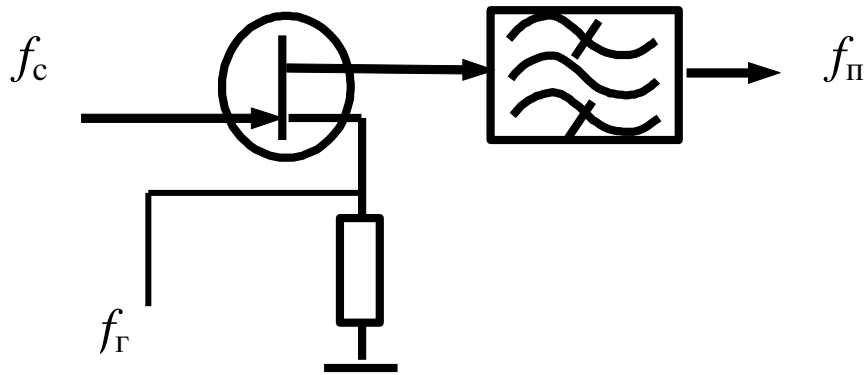
- 1) узкий динамический диапазон (ограничен U_C),
- 2) повышенные требования к фильтрации напряжения сигнала гетеродина.

Смесители на нелинейных элементах

1. Элемент триодного типа (вакуумный триод, биполярный и полевой транзисторы). Применяется до $f_c < 10 \text{ ГГц}$
2. Элемент с двойным управлением (многосеточная лампа, двухзатворный ПТ) . Применяется в конверторах спутниковых систем телевидения, до частот 10-40 ГГц
3. Элемент диодного типа. Диод с барьером Шоттки (ДБШ). Применяется до частот 300 ГГц. Широко используется в балансных схемах.
4. Элемент диодного типа. Сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник (СИС). Особенность работает при $T=4\text{К}$, $T_{\text{ш}} < 100 \text{ К}$. Применяется на $f_c = 90 \dots 800 \text{ ГГц}$

Смесители на одном нелинейном элементе (не балансные).

Схемы на элементах триодного типа на БПТ (ПТ)



БПТ используются в диапазоне до 2-4 ГГц .

На более высоких частотах до 10 ГГц лучше характеристики у ПТ

Необходимо использовать слабую связь с гетеродином.

U_c и U_r можно подавать на один вход, т.е. подключать к управляющему электроду, например, через $C_{св}$.

Гетеродин включают в цепь эмиттера (источка)

Способ введения гетеродинного напряжения во многом определяет эффективность преобразователя.

Способы подачи гетеродинного напряжения на смеситель, не зависят от типа используемого транзистора.

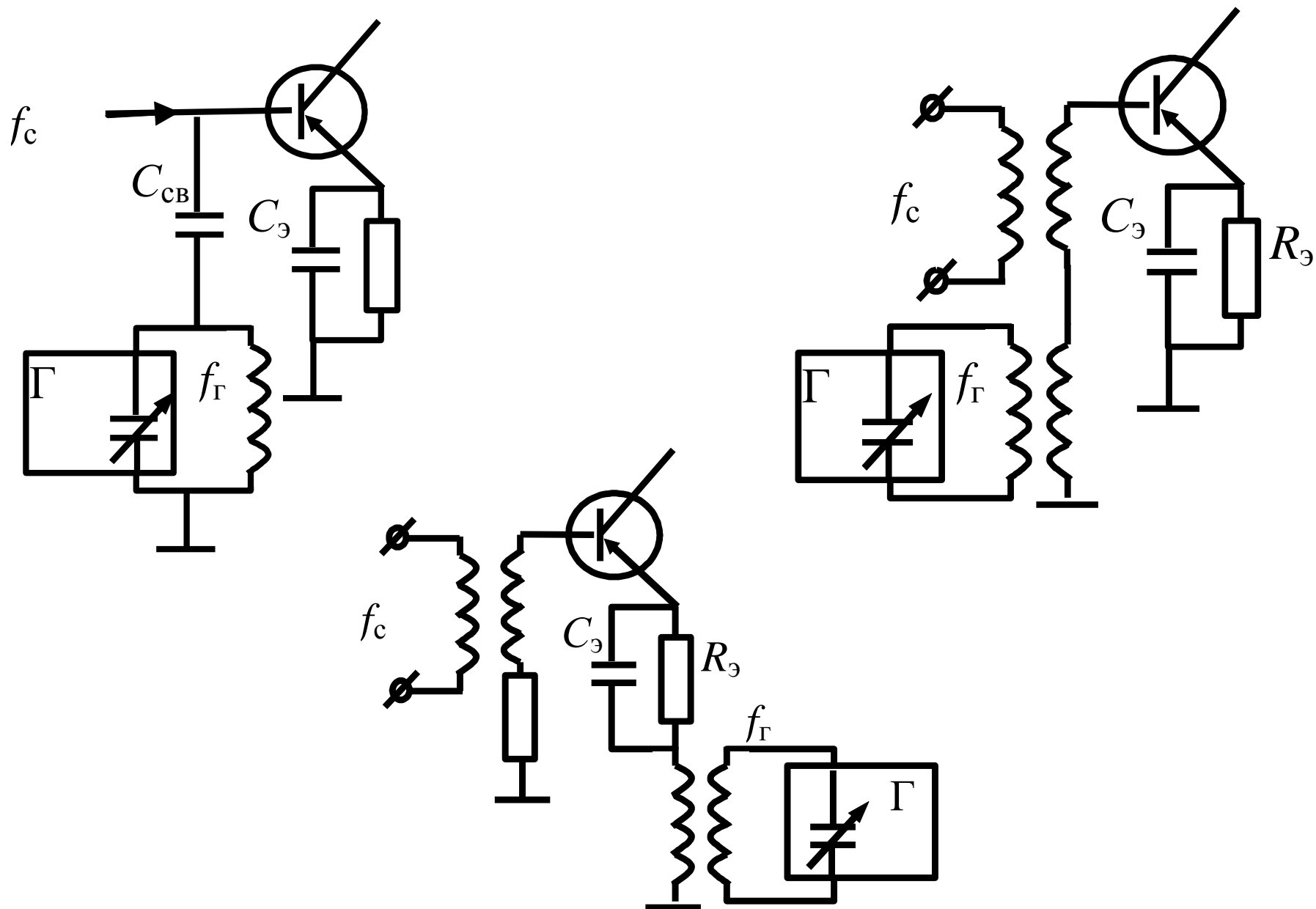
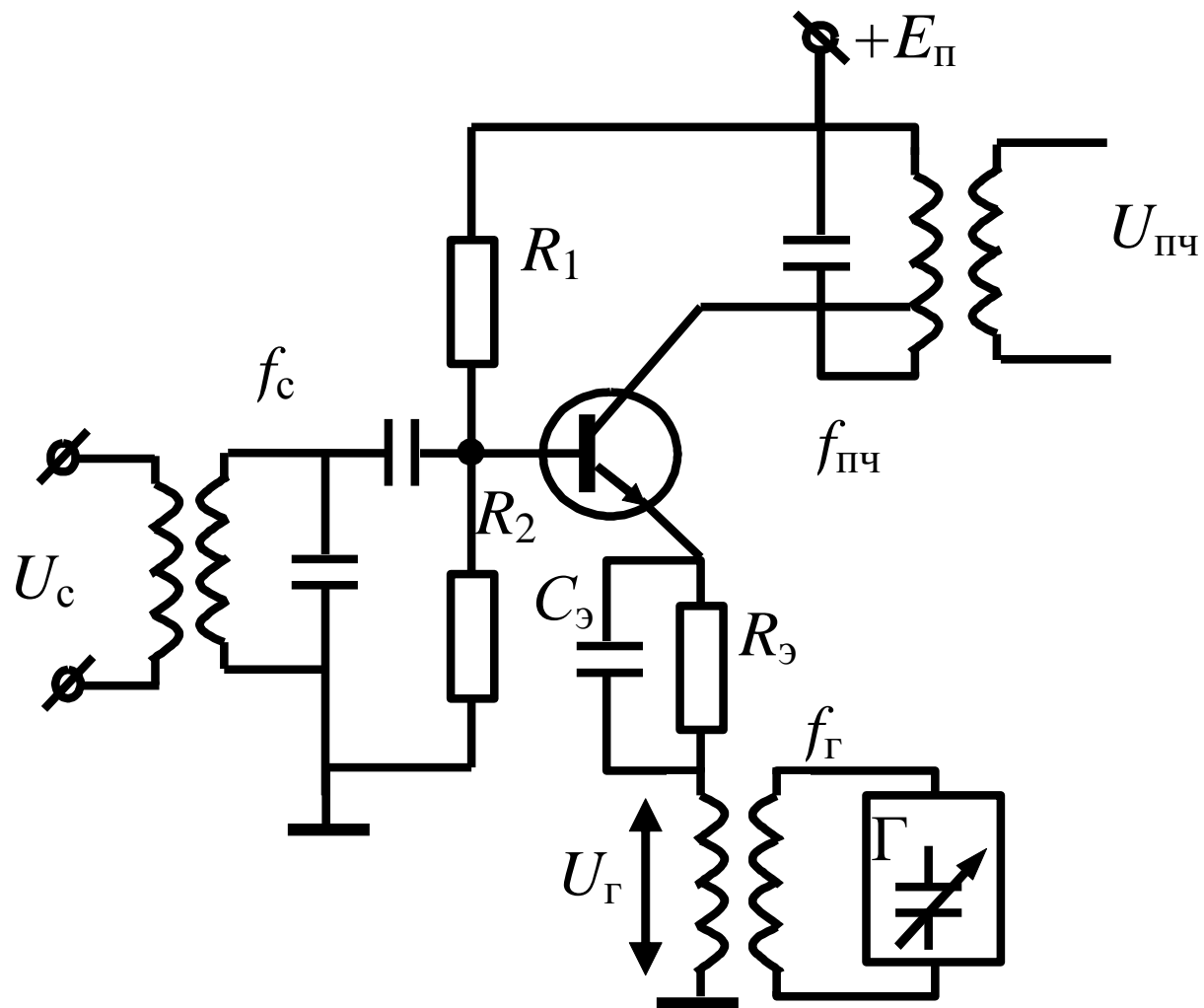


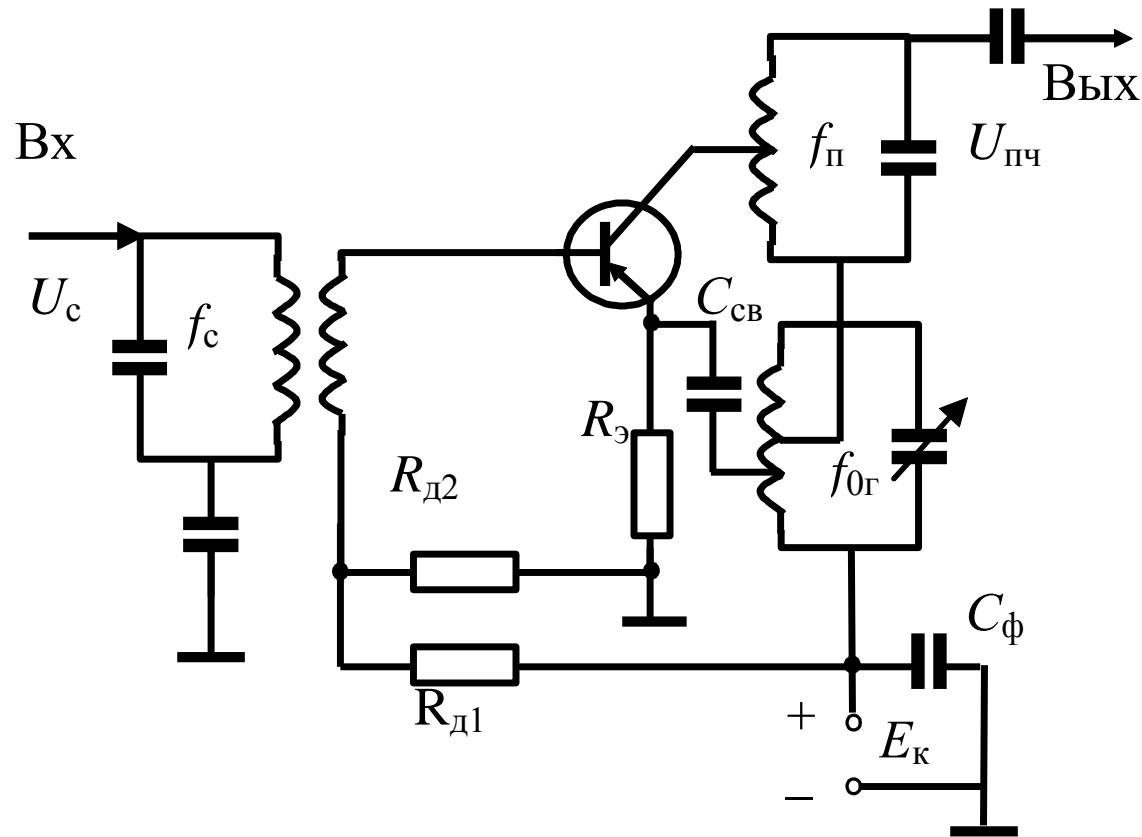
Схема преобразователя частоты БПТ



Смеситель на транзисторе

СМ на тран.

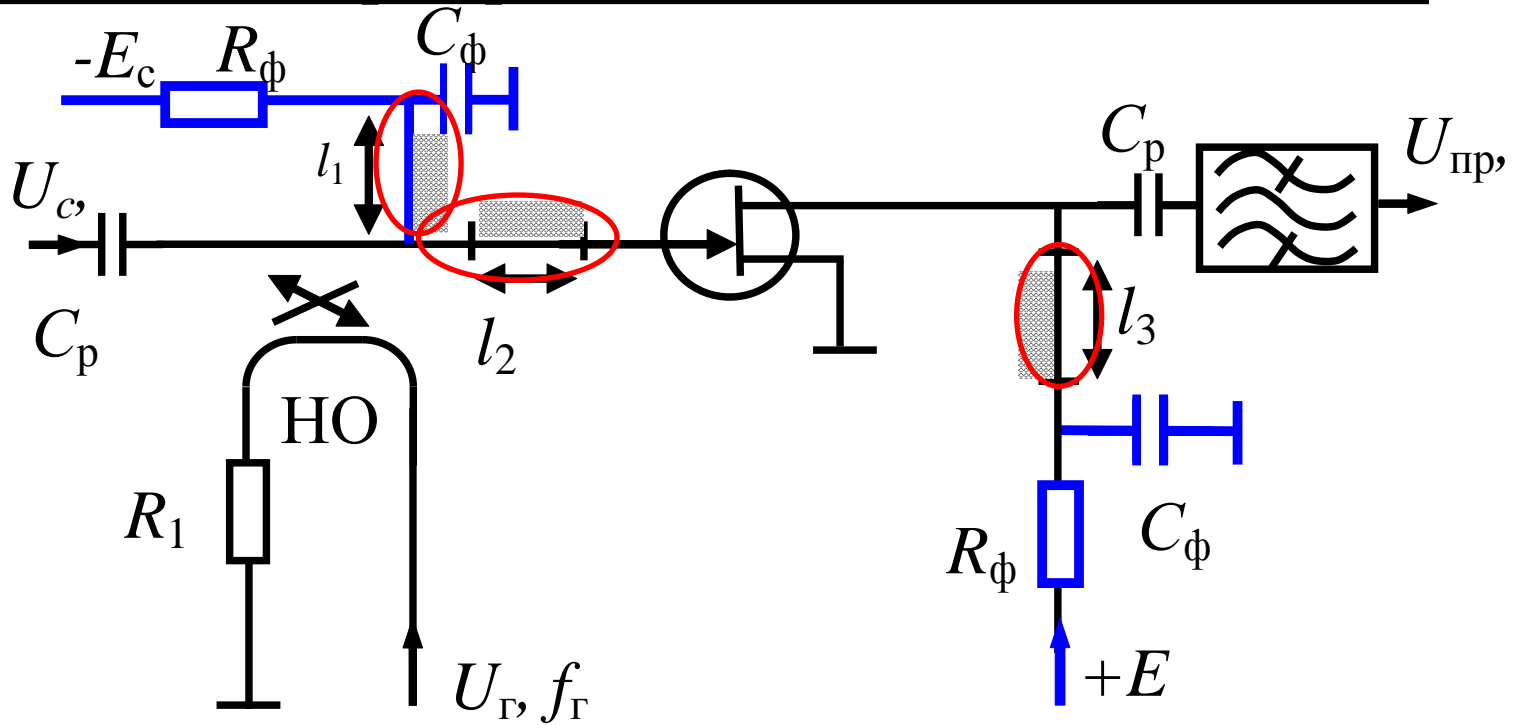
Для недорогой и компактной аппаратуры получили распространение схемы преобразователей на одном транзисторе.



Обладают худшими характеристиками по динамическому диапазону и линейности.

Нельзя одновременно обеспечить оптимальные режимы смесителя и гетеродина на одном транзисторе.

Пример СВЧ схемы преобразователя на ПТ на полосковых линиях



$l_2 \approx \lambda_c / 4$ – МПЛ согласующая и одновременно фильтр по сигналу

$l_1 = \lambda_c/4$ – короткозамкнутый шлейф для подачи смещения.

$l_3 = \lambda_{\Gamma} / 4$ – разомкнутый шлейф (ФВЧ) обеспечивает замыкание токов частоты f_{Γ} и других высших частот.

C_{ϕ} и R_{ϕ} – фильтры по цепи питания.

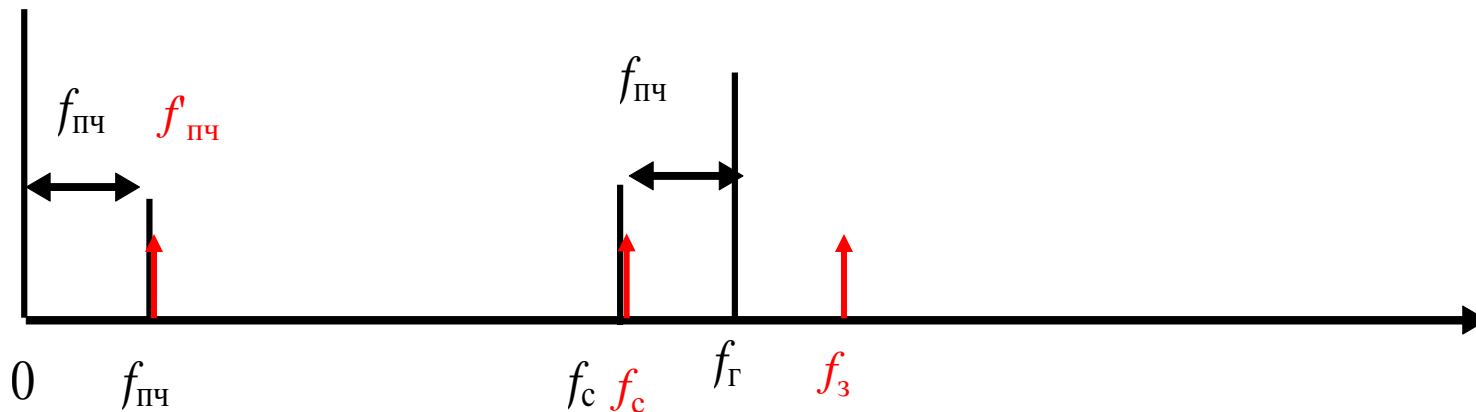
C_p – разделительные конденсаторы.

Для преобразователей частоты характерно многократное взаимодействие комбинационных частот.

Прямое, обратное и вторичное преобразование.

Рассмотрим случай $f_{\Gamma} > f_c$.

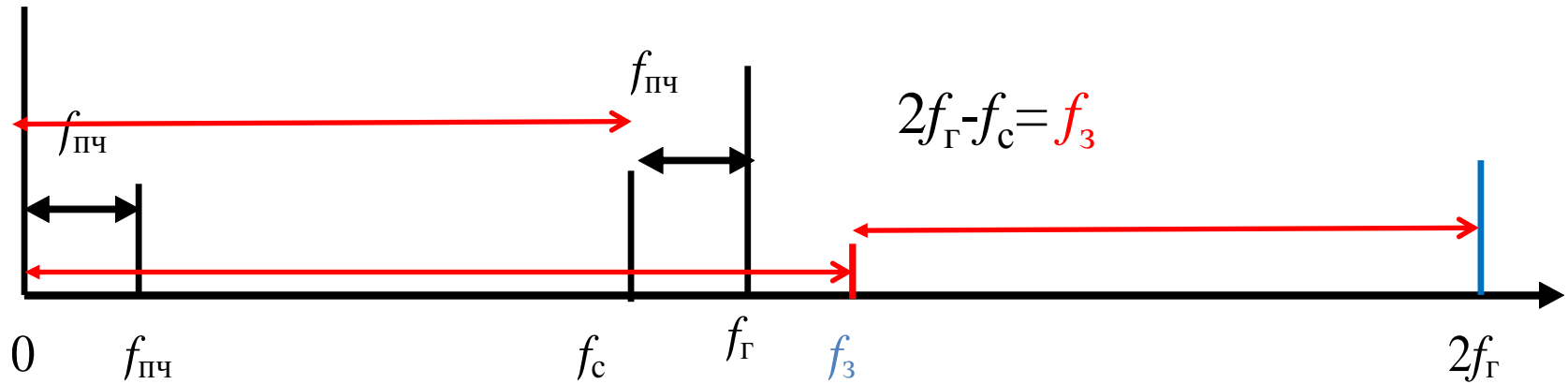
Прямое преобразование $f_{\text{ПЧ}} = f_{\Gamma} - f_c$



Обратное – создает на входе напряжение сигнальной и зеркальной частоты f_c (f_3) $= f_{\Gamma} \pm f_{\text{ПЧ}}$.

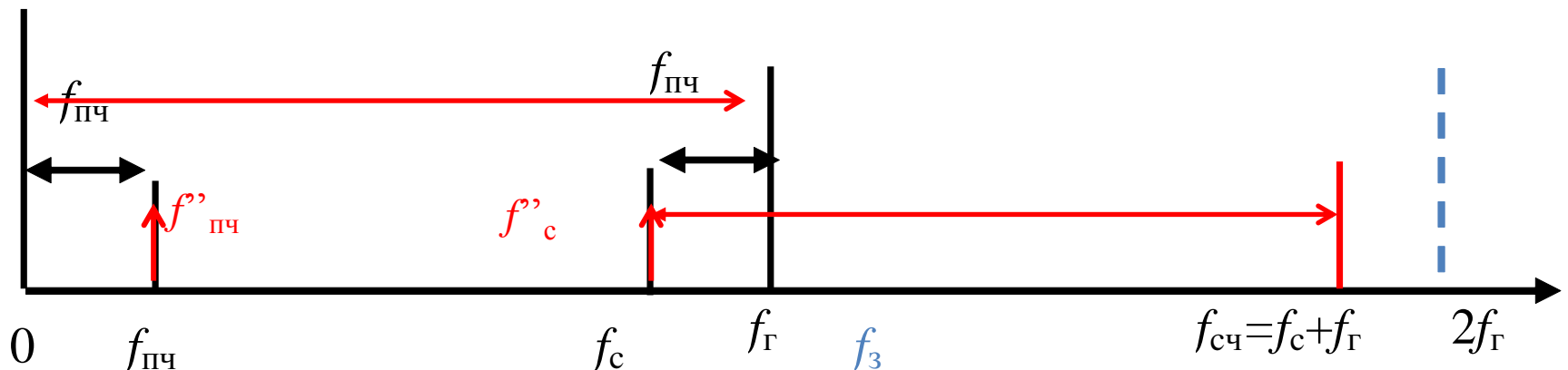
Вторичное прямое – $f_{\text{ПЧ}} = f_3 - f_{\Gamma} = f_{\text{ПЧ}}$. Фаза этого колебания зависит от многих факторов и бывает отлична от $f_{\text{ПЧ}}$. Это приводит к появлению частотных и фазовых искажений.

Возникновение зеркальной частоты возможно и без обратного преобразования.



Часть мощности сигнала «перекачивается» на зеркальную частоту.

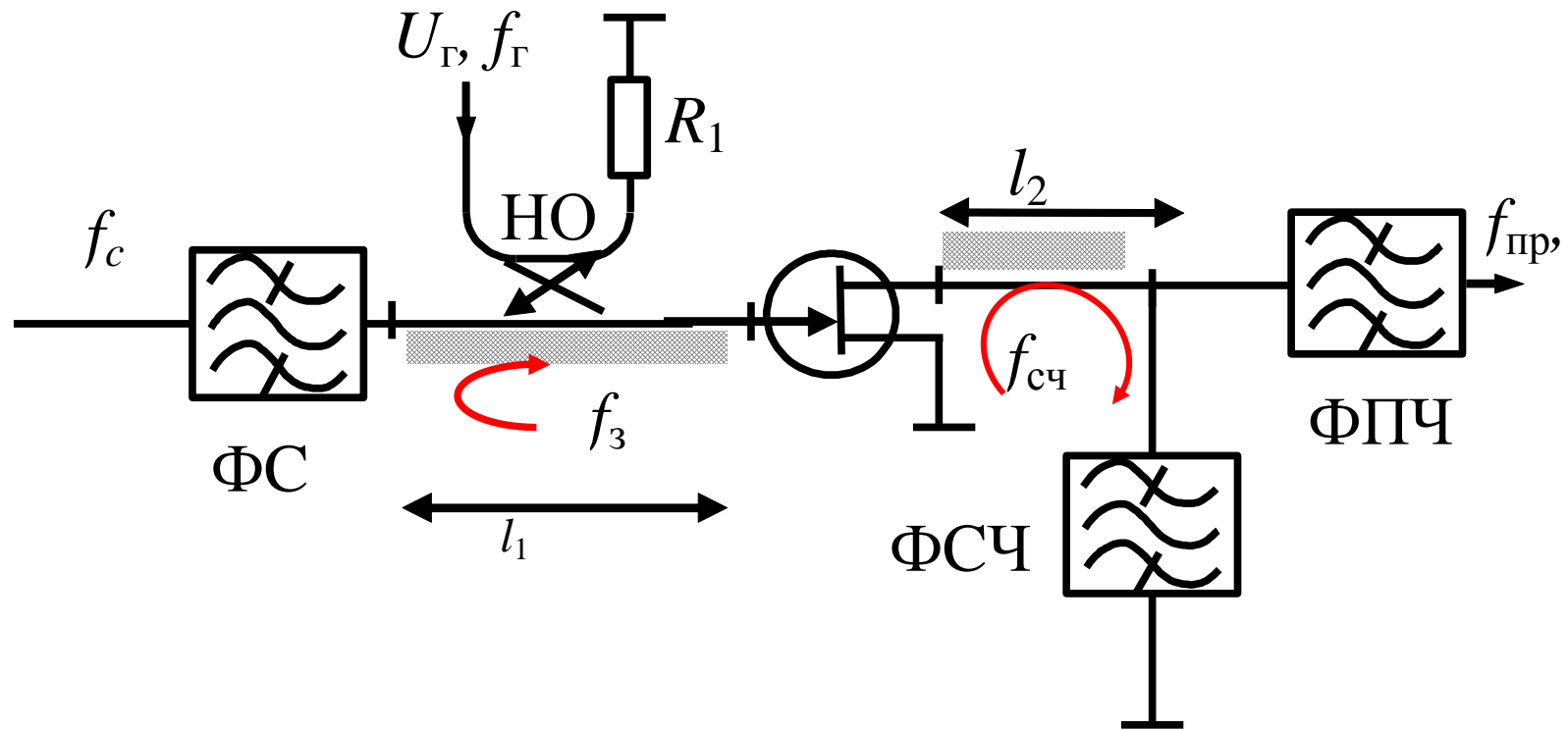
Кроме этого в результате прямого преобразования на выходе возникает напряжение суммарной частоты $f_{\text{сч}} = f_\Gamma + f_c$



При обратном и вторичном прямом $f'_c = f_{\text{сч}} - f_\Gamma$ и $f'_{\text{ПЧ}} = f_\Gamma - f'_c$.

Все эти преобразования по фазе могут не совпадать с основным прямым преобразованием.

Для предотвращения частотных и фазовых искажений применяют смесители, в которых энергия комбинационных частот поглощается или отражается в специальных фильтровых схемах.



ФС- полосовой фильтр, пропускающий f_c и не пропускающий f_3 .
 f_3 отражаются от ФС и возвращаются в транзистор.

ФСЧ- закорачивающий $f_{сч}$ (суммарную частоту).

Фазы отраженных колебаний подбираются расстояниями l_1 и l_2 .

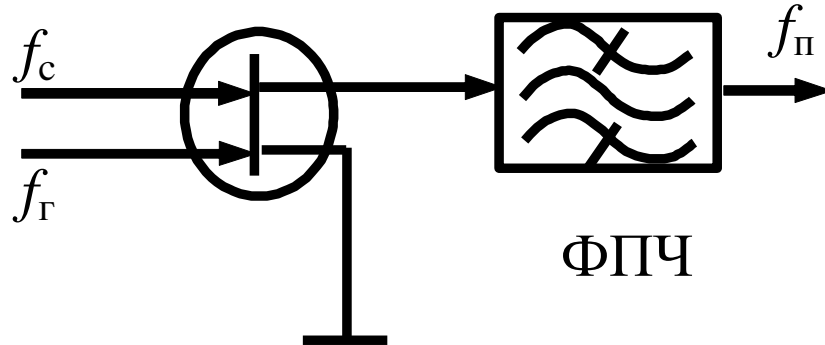
В результате энергетические свойства улучшаются.

Недостаток – узкополосность, так как синфазность может быть обеспечена в относительно небольшой области частот.

Помимо фильтровых способов широко применяются компенсационные способы, используемые в балансных, кольцевых и двухканальных смесителях.

Схемы на двухзатворных полевых транзисторах

В СВЧ диапазоне нашли применение преобразователи на двухзатворных ПТ



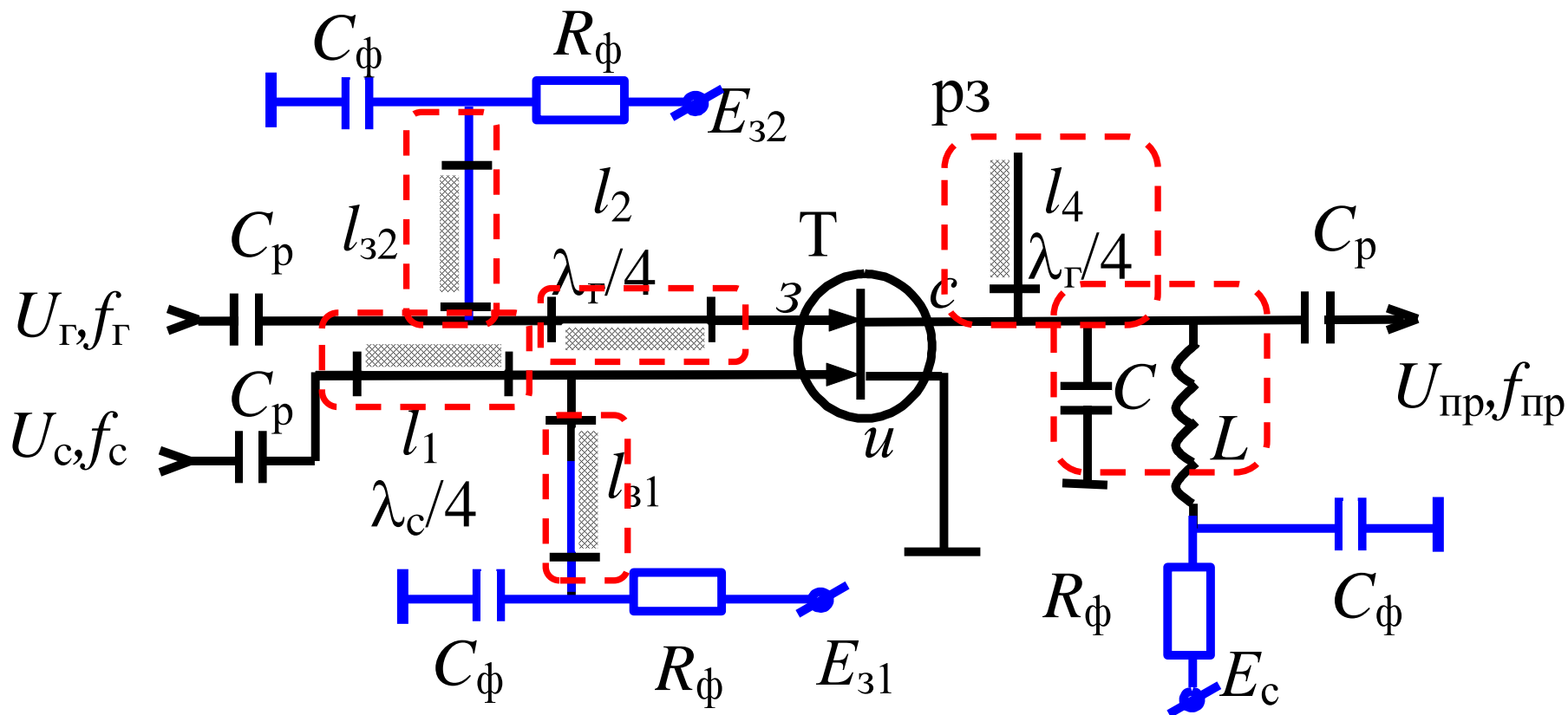
Двухзатворный ПТ обеспечивает развязку цепей сигнала и гетеродина, $K_{\Pi} > 1$.

Граничная частота до 40 ГГц.

Для расчета схем на ПТ необходимо знать $S=f(U_r)$

Обычно ее аппроксимируют линейно-ломанной зависимостью.

Смеситель на двухзатворном полевом транзисторе в микрополосковом исполнении



l_{32} и l_{31} – КЗ линии для подачи смещения на затворы ПТ.

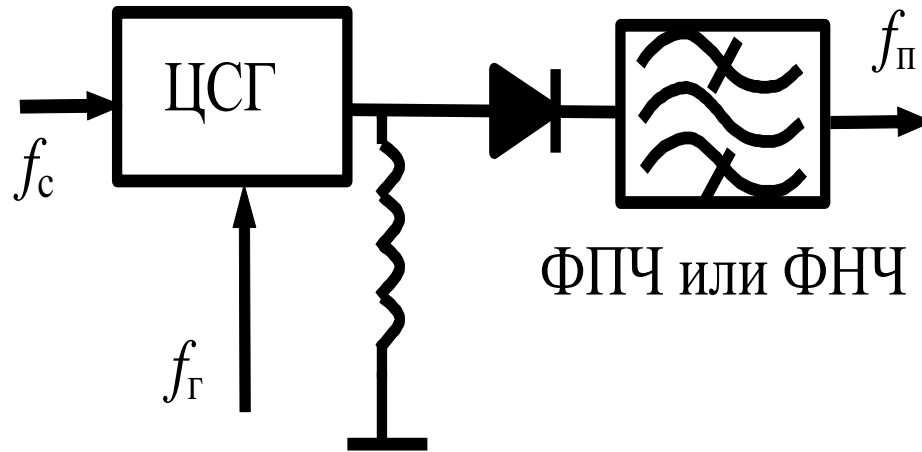
R_{ϕ} и C_{ϕ} – фильтры по питанию E_c , E_{31} и E_{32}

$l_1 = \lambda_c/4$ и $l_2 = \lambda_{\Gamma}/4$ микрополосковые линии согласует $R_{\text{вх.тр}}$ с источниками сигнала и гетеродина.

$l_4 = \lambda_{\Gamma}/4$ (разомкнутая на конце) – обеспечивает КЗ для f_{Γ} на ПЧ.

L , C – контур ПЧ

Схемы смесителей на диодах



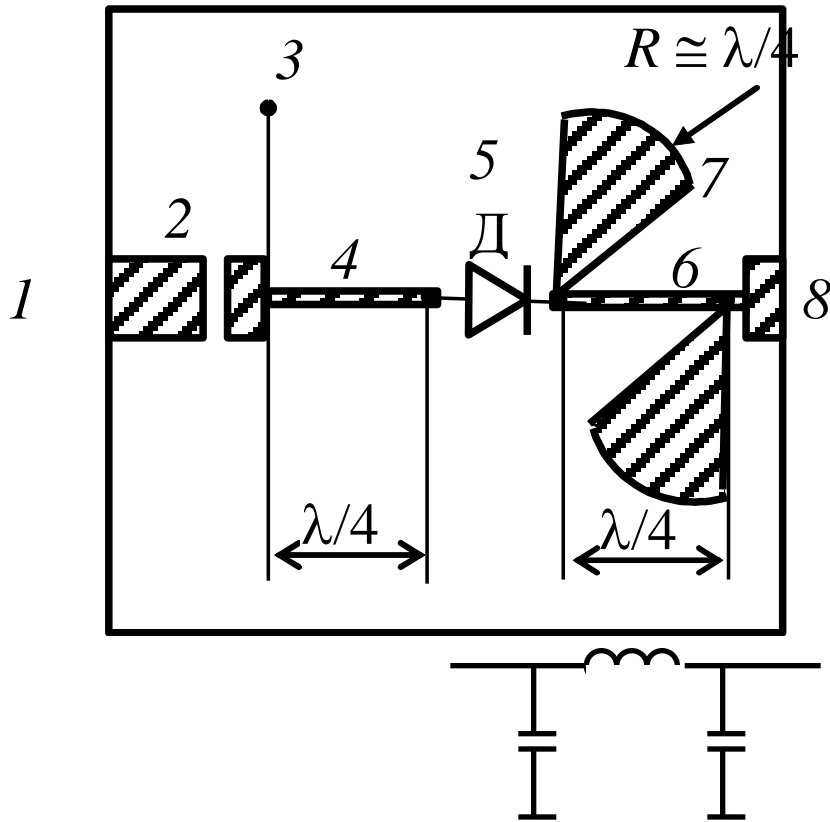
Используются на СВЧ, выполняются на микрополосковых линиях. На частотах выше 50 ГГц на волноводах.

Необходима цепь связи с гетеродином ЦСГ, роль которого в микрополосковых конструкциях выполняют НО.

В ММДВ смесители волноводе, как правило, являются первым каскадом приемников .

В волноводных смесителях ЦСГ выполняют роль НО и резонаторов. Так как в таких конструкциях преобразование на $f_{пр}$ происходит в двух полоса приема, то необходимо подавление ЗК.

Однодиодный смеситель в микрополосковом исполнении имеет топологию:



1 – вход P_c и P_r (через НО);

2 - разделительный конденсатор;

3 - соединение с подложкой
 $\lambda/4$ - шлейфа замыкает постоянную составляющую и ПЧ;

4 - $\lambda/4$ - согласующий трансформатор;

5 - смесительный диод;

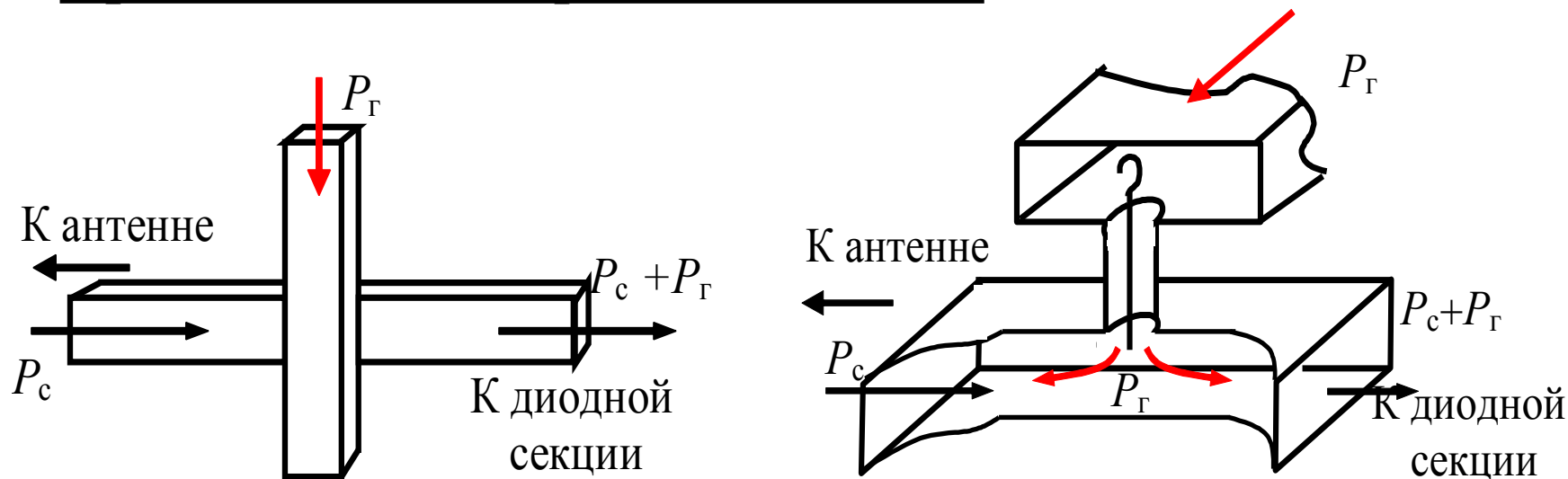
6 - последовательная $\lambda/4$ линия ФНЧ;

7 - емкости на землю ФНЧ, секториальная форма $\lambda/4$ -шлефов обеспечивает широкополосность;

8 - выход (к УПЧ).

Цепи связи с гетеродином (ЦСГ) волноводных конструкций ММДВ

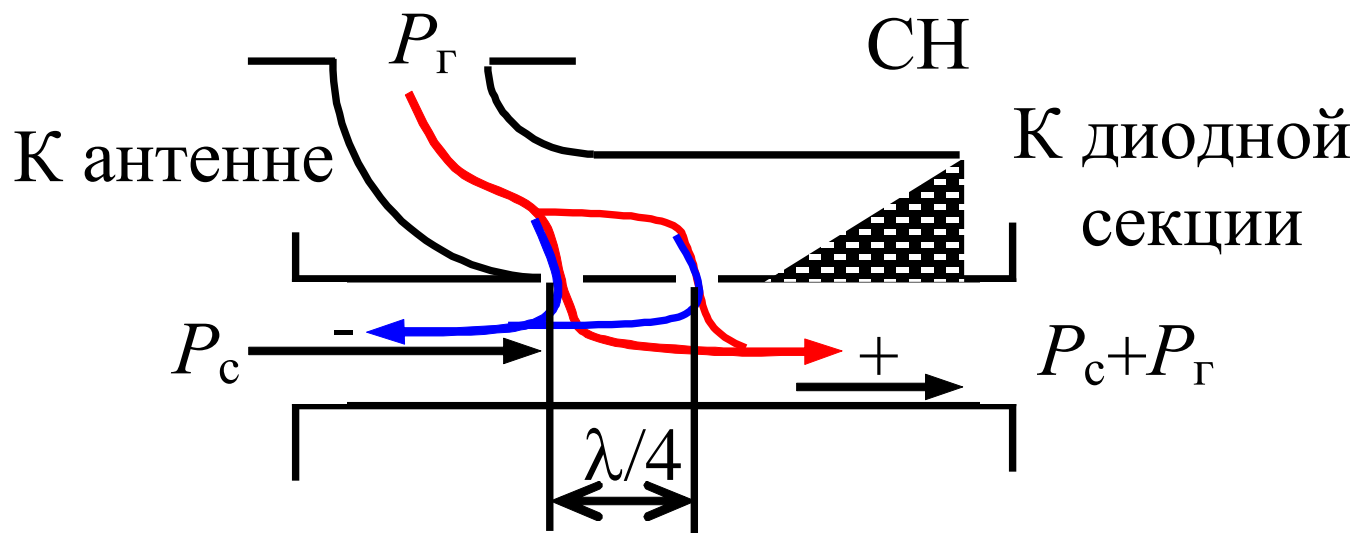
Простейшая ненаправленная связь.



Недостатки:

- P_{Γ} - д.б. большая,
- мощность гетеродина излучается антенной,
- потери мощность сигнала в цепях гетеродина.
- шумы гетеродина в полосах приема не подавляются.

ЦСГ через направленный ответвитель (НО).



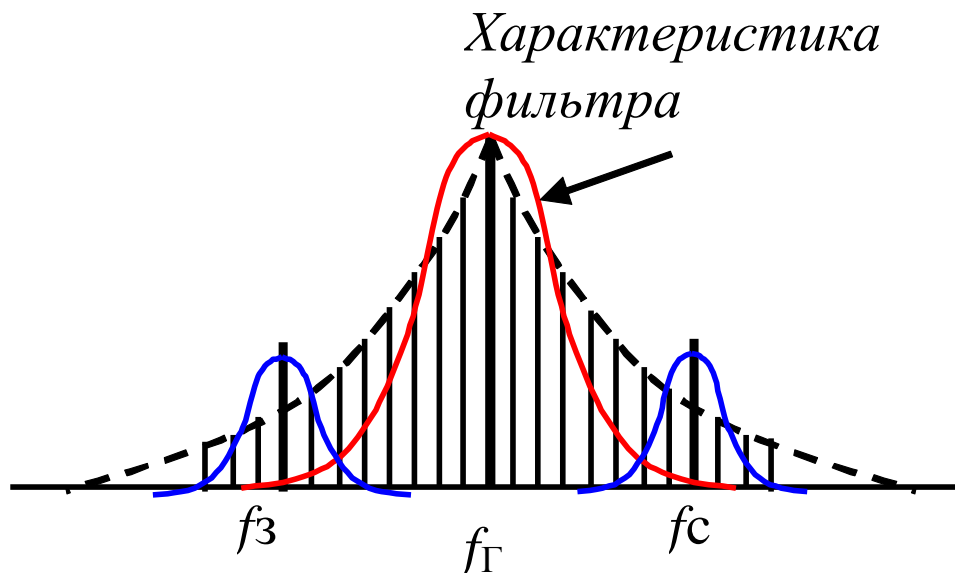
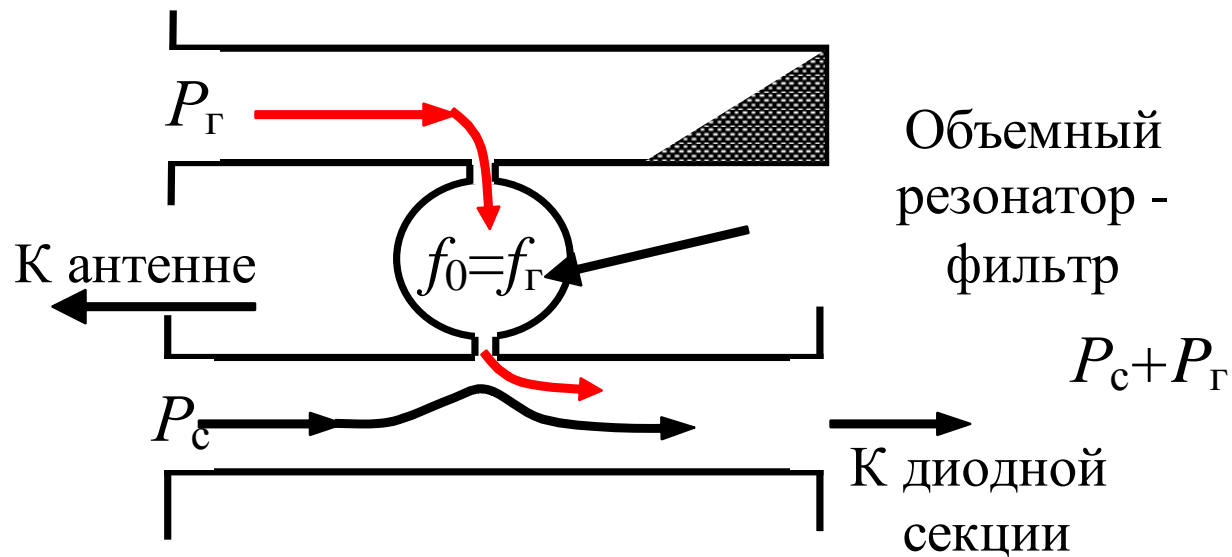
Справедливо соотношение:

Если за α принять потери в НО, то

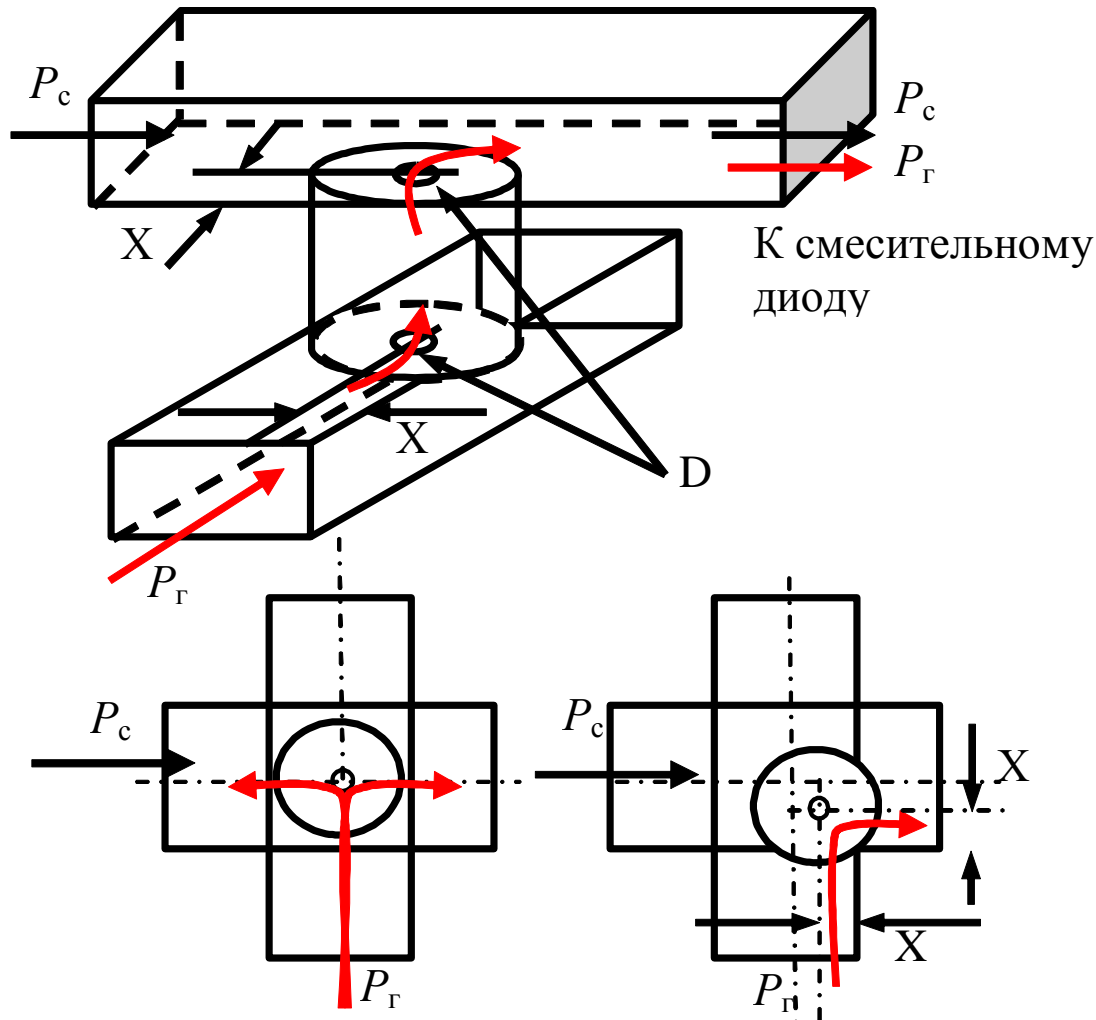
- на вход смесителя попадает $1/\alpha$ - часть $P_{\text{ном.гет.}}$ ($\alpha > 1$),
- а в цепях гетеродина теряется та же $1/\alpha$ - часть $P_{\text{ном.сигн}}$

Шумы гетеродина в полосах приема не подавляются.

ЦСГ через направленный объемный резонатор.



Конструктивная реализация

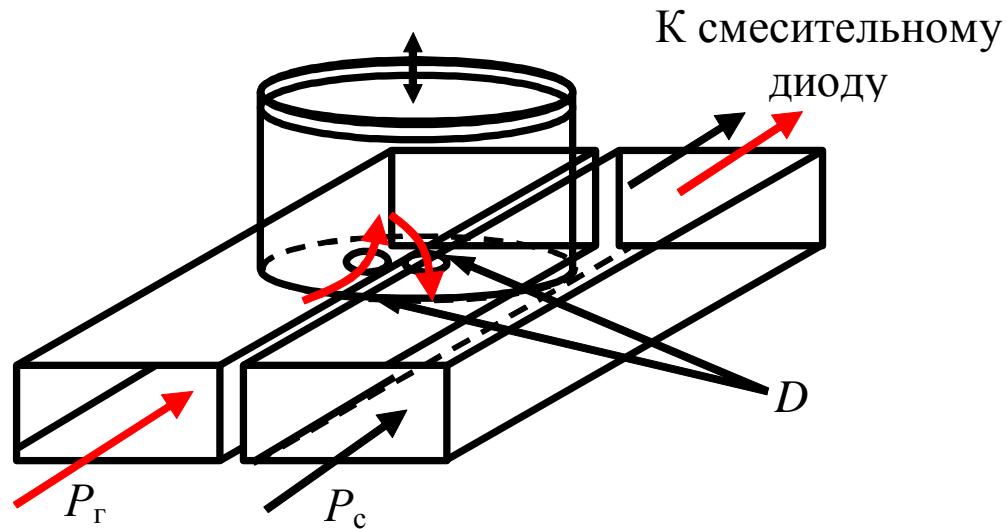


Не перестраиваемый резонатор связи.

Направленности нет при центральном расположении отверстий связи относительно резонатора и осей волноводов.

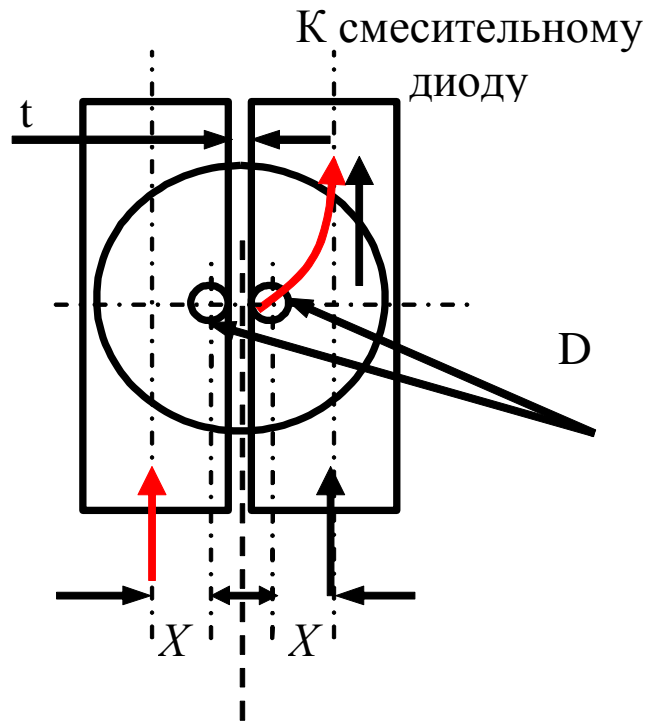
Направленность достигается выбором X и D (диаметр отверстия связи)

Перестраиваемый резонатор связи



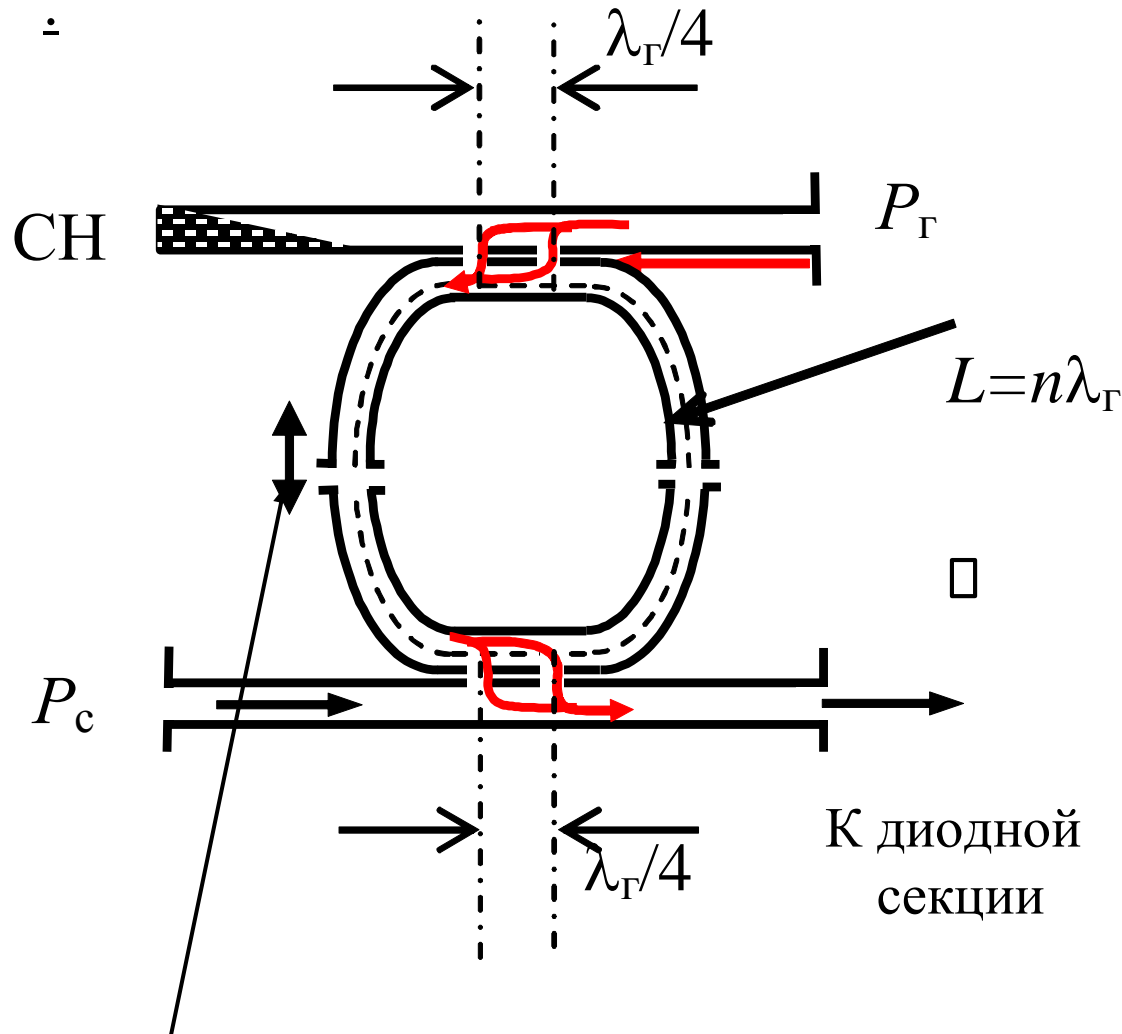
Направленность
достигается
выбором X , D и t

Смеситель



ЦСГ через направленный перестраиваемый кольцевой резонатор

÷



Перестройка
длины L
резонатора/

$$n = \frac{0,5(\lambda_c + \lambda_3)}{\lambda_3 - \lambda_c}$$

Длина кольцевого резонатора L выбирается так, чтобы с резонансом на частоте гетеродина происходило подавление одной из полос приема:

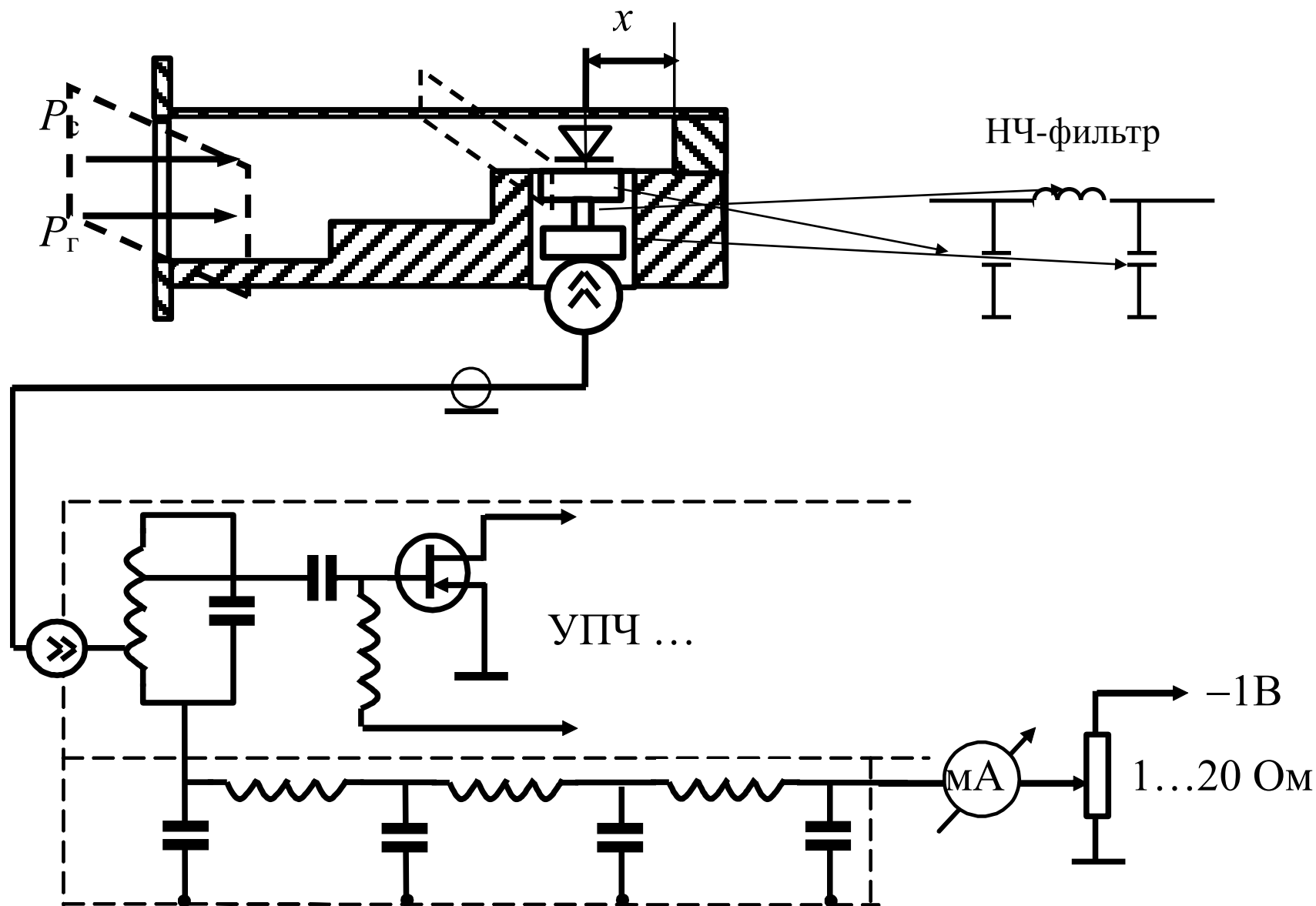
$$L = [n + (2m + 1)/2] \lambda_c,$$

$$L = n \lambda_{\Gamma},$$

$$L = [n - (2m + 1)/2] \lambda_3$$

Минимальной длине L соответствует $m=0$, если не преследуется цель добиться максимального подавления f_3 или f_c .

Конструкция однодиодного смесителя в прямоугольном волноводе на диоде с барьером Шотки сотовой структуры



Диод размещен в Е-плоскости волновода пониженного (для согласования) сечения.

Длину x короткозамкнутого волноводного шлейфа выбирают, обеспечивая компенсацию реактивности диода.

Непосредственно за диодом высокие частоты замыкаются ФНЧ.

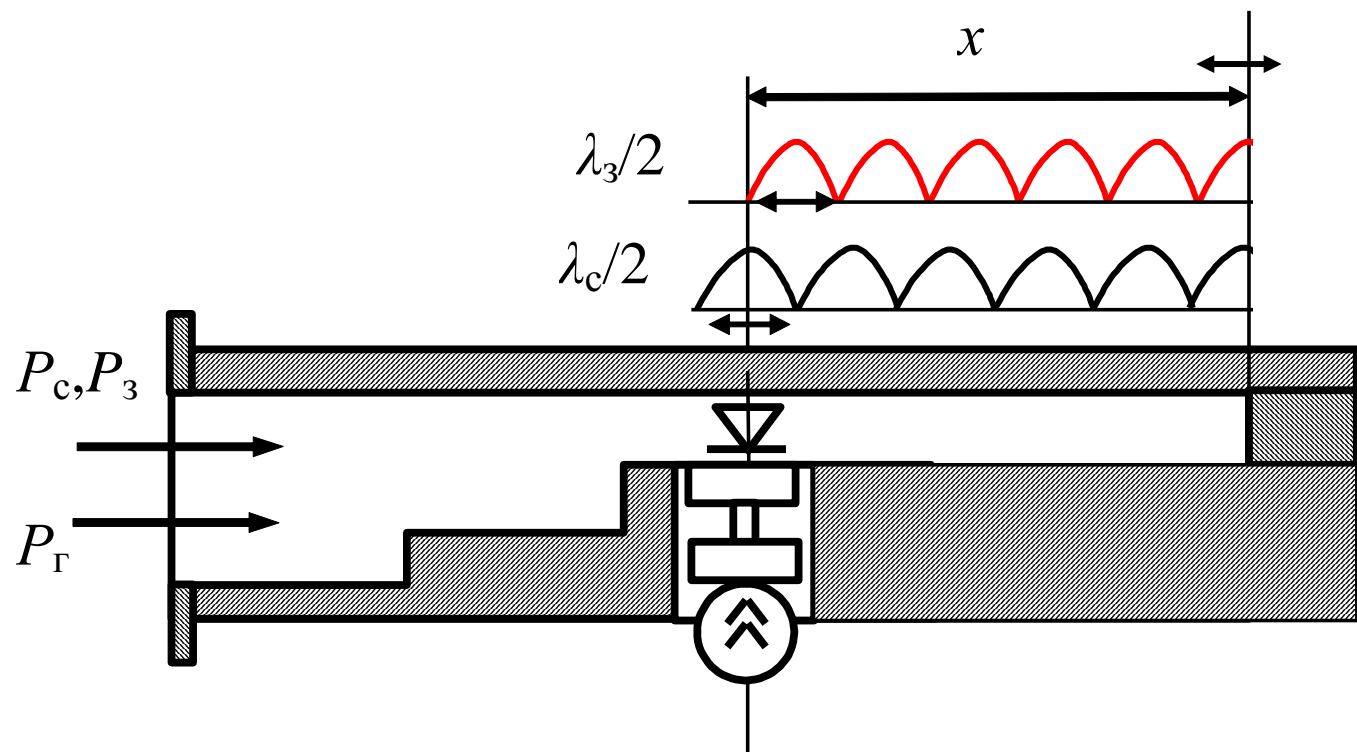
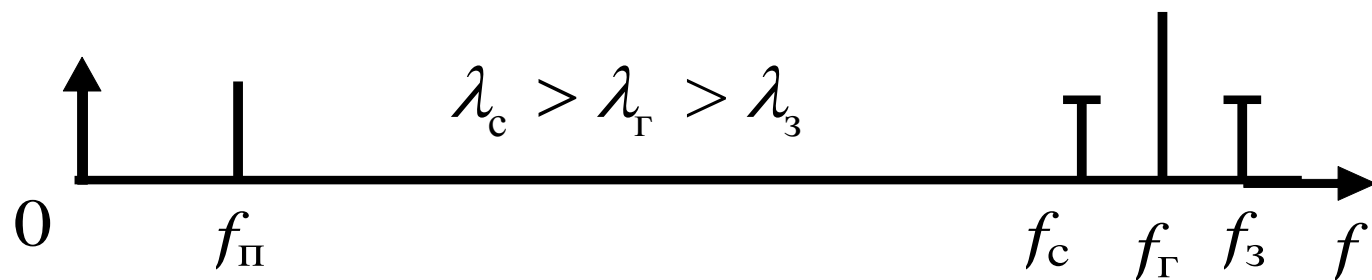
Через ФНЧ сигнал промежуточной частоты и постоянная составляющая тока диода (продукт детектирования мощности гетеродина) попадают на входной контур УПЧ.

Постоянная составляющая I_d замыкается через многозвенный фильтр, низкоомную цепь контроля и регулировки постоянного смещения диода.

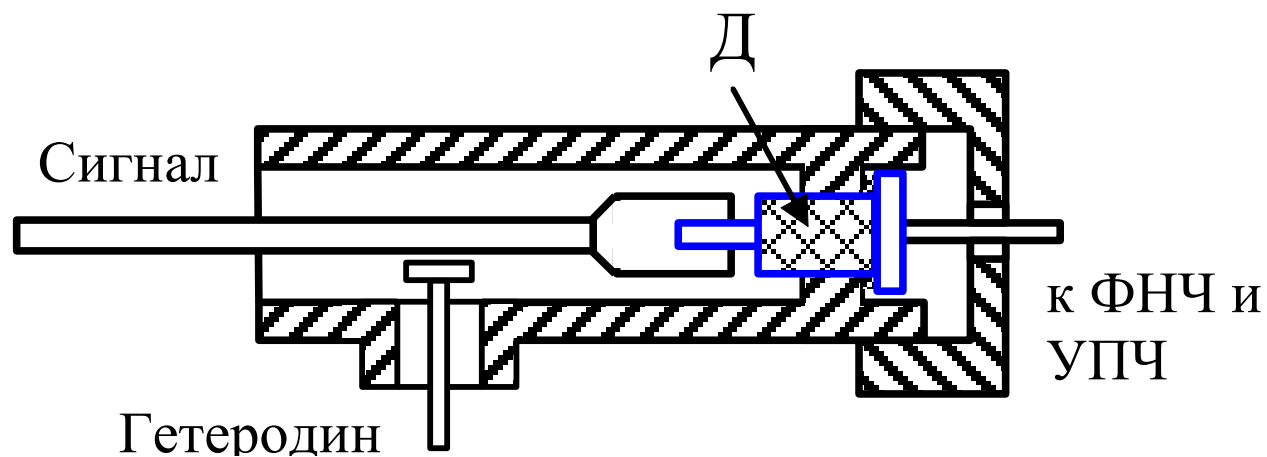
По I_d обычно судят об исправности гетеродина и смесительного диода.

Многозвенный ФНЧ перекрывает цепь канала прямого прохождения для воздействующих на нее внешних помех.

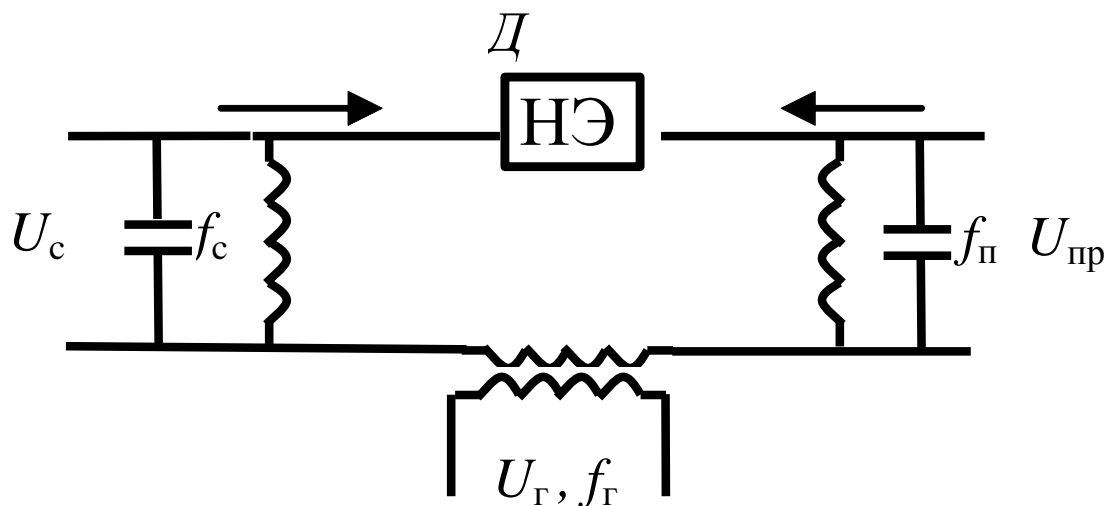
Подавление зеркального канала с помощью КЗ-шлейфа



Смеситель в коаксиальном исполнении

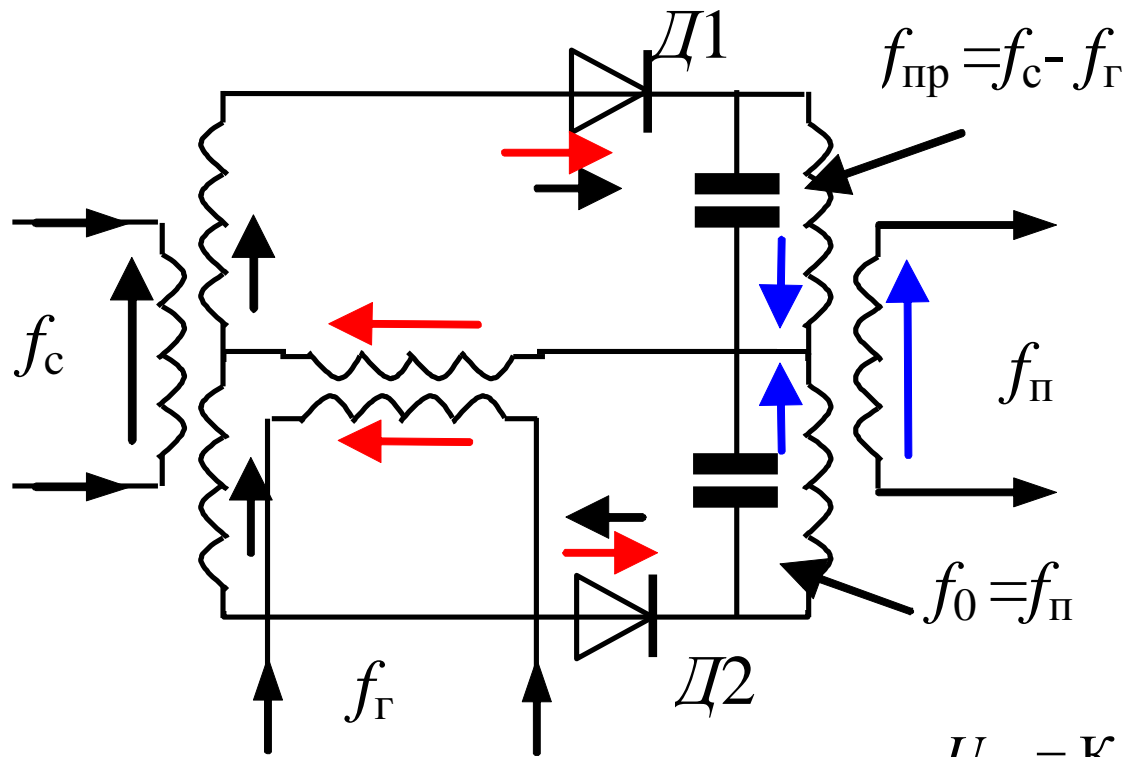


В общем случае для всех конструкций преобразователей частоты справедлива принципиальная схема:



Балансные смесители.

Классическая схема БС с симфазным включением гетеродина



I_{Γ} не образуется в цепях сигнала и ПЧ

$$\dot{U}_{D1} = \dot{U}_{\Gamma} + \frac{\dot{U}_c}{2}$$

$$\dot{U}_{D2} = \frac{\dot{U}_c}{2} \Big|_{\pi} + \dot{U}_{\Gamma}$$

[Преоб](#)

$$U_{\pi 1} = K_{\text{сх}} \frac{U_c U_{\Gamma}}{2} \cos(\omega_c t) \cdot \cos(\omega_{\Gamma} t)$$

$$U_{\pi 2} = K_{\text{сх}} \frac{U_c U_{\Gamma}}{2} \cos(\omega_c t - \pi) \cdot \cos(\omega_{\Gamma} t)$$

$$I_{\pi} = I_{\pi 1} - I_{\pi 2}, \quad U_{\pi} = U_{\pi 1} - U_{\pi 2}$$

$$U_{\Pi} = K_{\text{cx}} \frac{U_c U_{\Gamma}}{2} \left(\cos(\omega_c t) \cdot \cos(\omega_{\Gamma} t) - \cos(\omega_c t - \pi) \cdot \cos(\omega_{\Gamma} t) \right),$$

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)}{2}$$

$$U_{\Pi} = K_{\text{cx}} \frac{U_c U_{\Gamma}}{2} \left\{ \frac{\cos[(\omega_c - \omega_{\Gamma})t]}{2} - \frac{\cos[(\omega_c - \omega_{\Gamma})t - \pi]}{2} \right\}$$

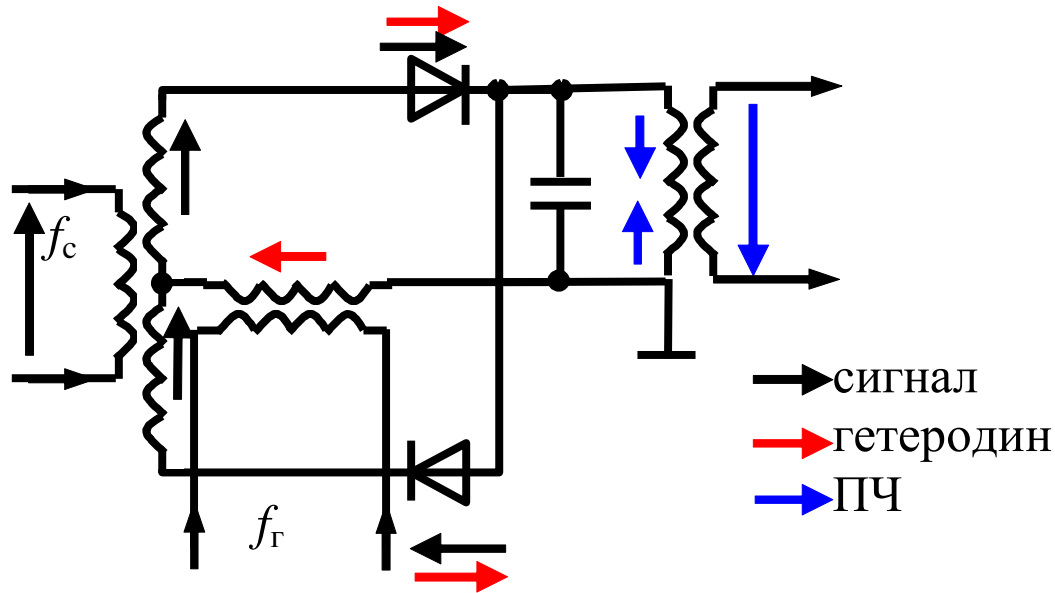
$$\cos(\alpha - \pi) = -\cos(\alpha)$$

$$U_{\Pi} = K_{\text{cx}} \frac{U_c U_{\Gamma}}{2} \left\{ \frac{\cos(\omega_{\Pi} t)}{2} + \frac{\cos(\omega_{\Pi} t)}{2} \right\}$$

$$U_{\Pi} = K_{\Pi} U_c U_{\Gamma} \cos(\omega_{\Pi} t)$$

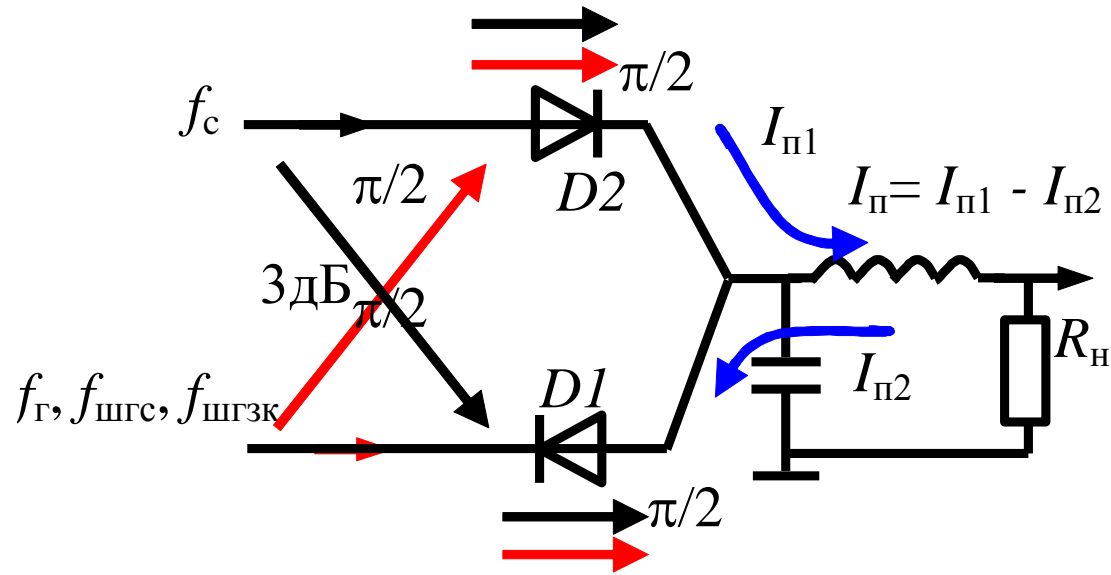
Преимущества БС реализуются при интегральном исполнении, так как можно изготовить совершенно одинаковые диоды на одной подложке.

Если включение по двухтактной схеме не желательно
используют схему:



Для токов контура промежуточной частоты благодаря
встречному включению диодов результат – противофазный.
При вычитании токов ПЧ сдвинутых на π они суммируются.

Включение смесителя с 3х дБ квадратурным мостом



D1

$$U_{c1} = U_c \cos(\omega_c t - \pi/2)/2$$

$$U_{r1} = U_r \cos(\omega_r t)/2,$$

D2

$$U_{c2} = U_c \cos(\omega_c t)/2$$

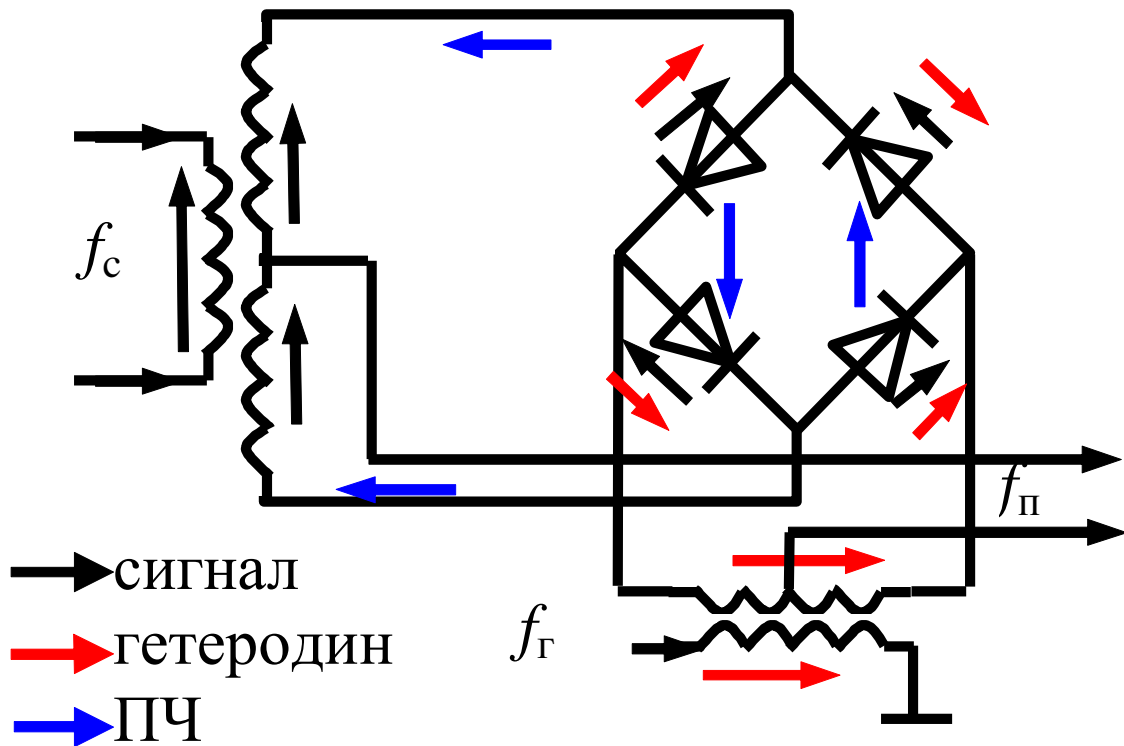
$$U_{r2} = U_r \cos(\omega_r t - \pi/2)/2$$

$U_{пч}$ есть результат перемножения воздействующих на диоды напряжений U_c и U_r и выделения ее на выходной нагрузке.

$$U_{пчD1} = k_{п} U_r U_c \cos[(\omega_c t - \pi/2) - \omega_r t], \quad U_{пчD2} = k_{п} U_r U_c \cos[\omega_c t - (\omega_r t - \pi/2)]$$

$$U_{пч} = U_{пчD1} - U_{пчD2} = k_{п} U_r U_c \cos[(\omega_c - \omega_r)t].$$

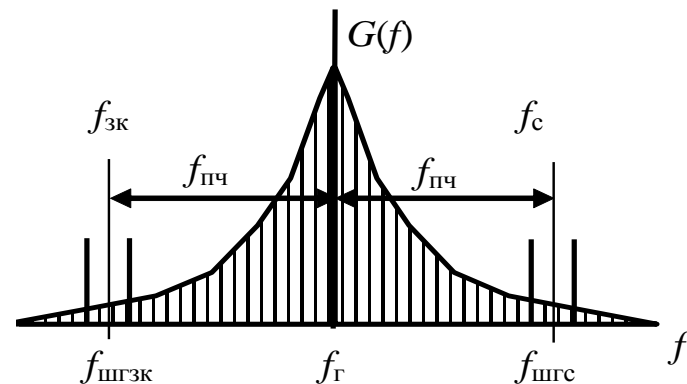
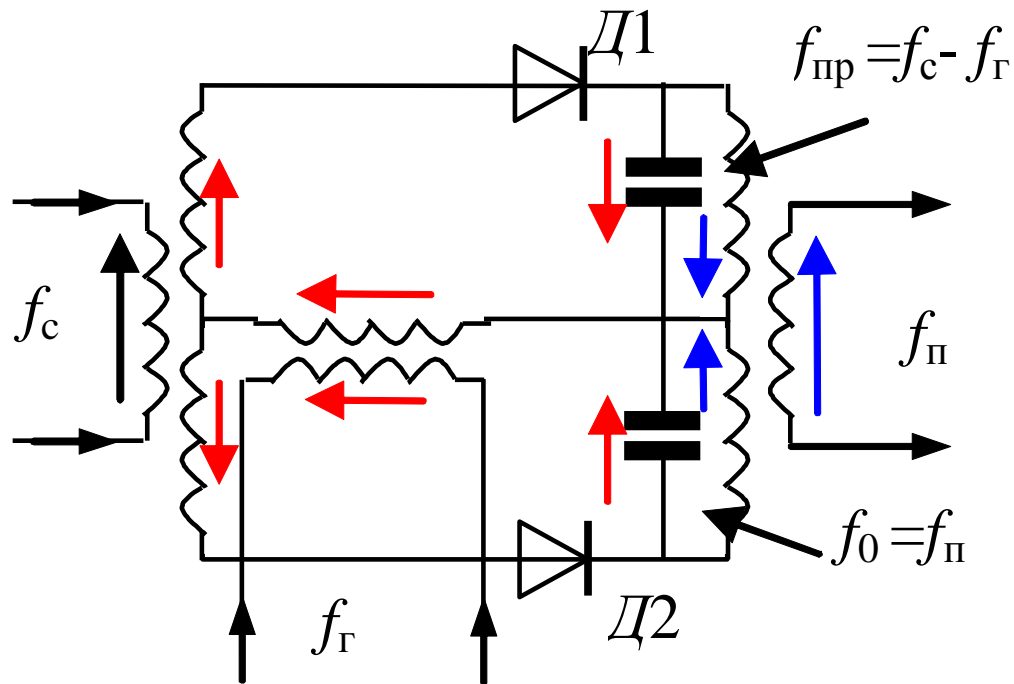
Двойной балансный мост. Число диодов может быть увеличено до 8-ми



Преимущества:

- лучшая развязка сигнала и гетеродина,
- большой динамический диапазон,
- подавление преобразования по четным гармоникам гетеродина,
- низкий уровень интермодуляционных помех и шумов.

Фазовое подавление шумов гетеродина

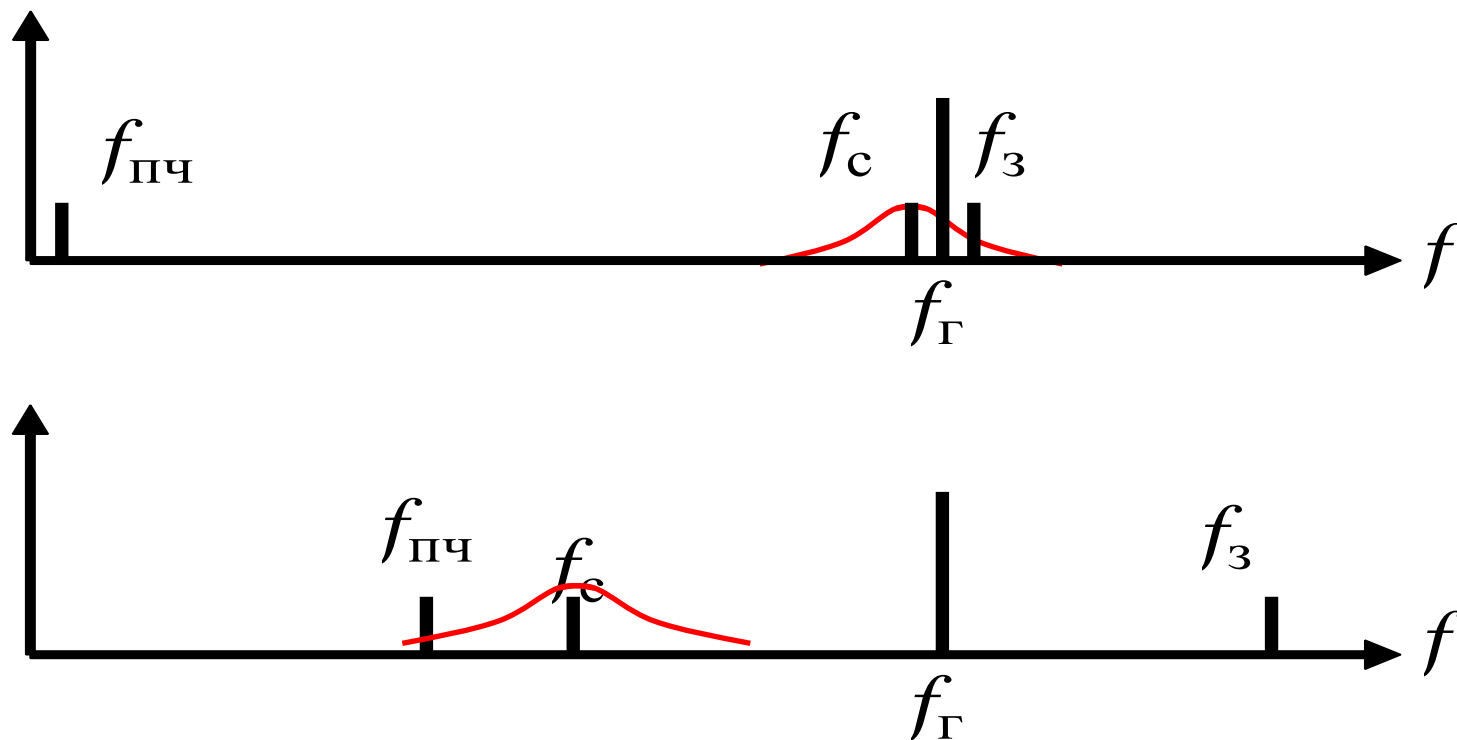


1. Развязка сигнальной гетеродинной цепей.
2. Шумы гетеродина, принятые в полосе сигнала и зеркального канала компенсируются в нагрузке.

Произошло фазовое подавление амплитудных шумов гетеродина.

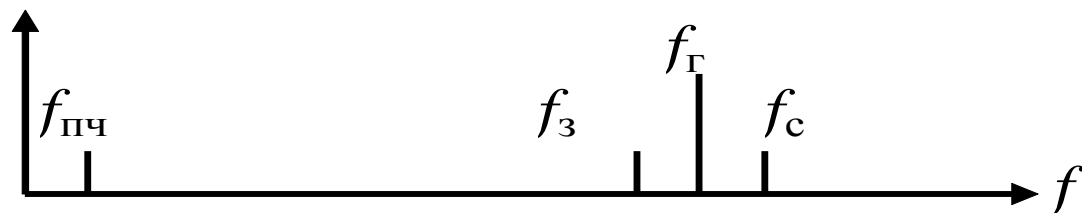
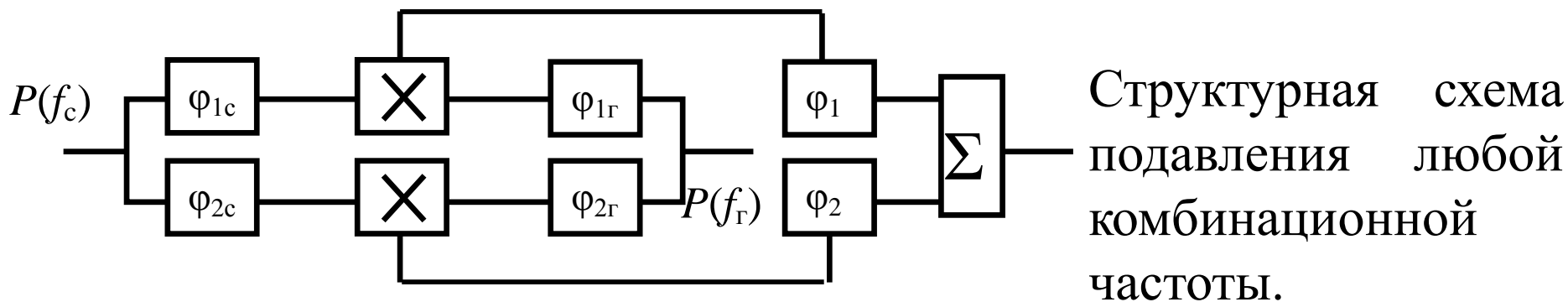
Балансные схемы для фазового подавления зеркального и других каналов приема

Эффективно отфильтровать зеркальный канал не удастся при очень низкой или высокой промежуточной частоте

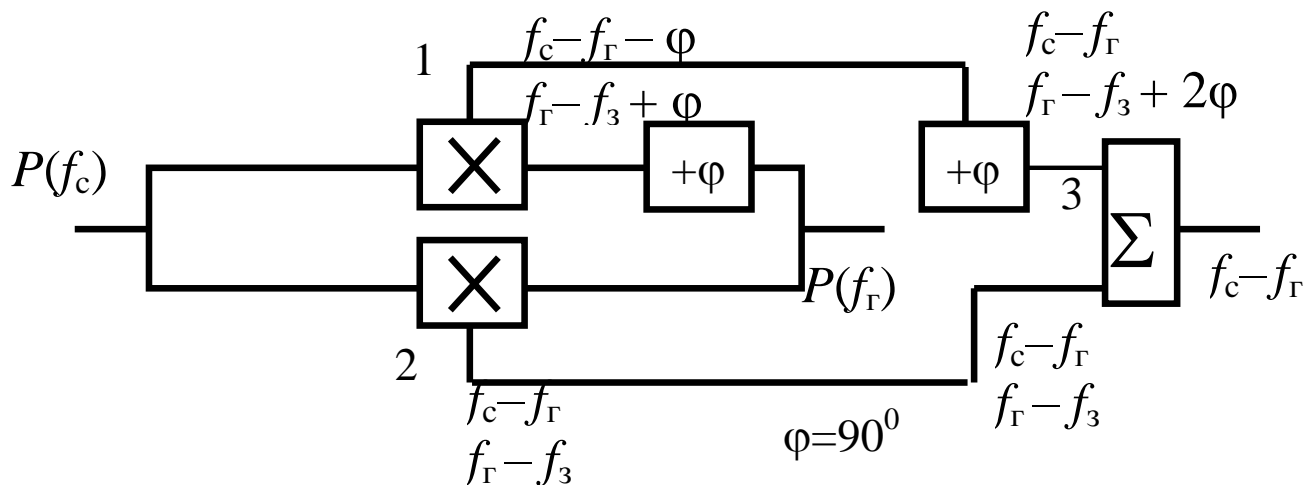


Применяют фазовое подавление зеркального канала или любой нежелательной комбинационной частоты.

Особенно эффективно при микросхемном исполнении.



$$f_{\text{ПЧ}} = f_c - f_r = f_r - f_{\text{ЗК}}.$$



При доказательстве подавления зеркального канала необходимо использовать полные выражения для напряжений гетеродина и основного и зеркального канала приема.

Соотношения для фазового подавления зеркального канала

на входе — $U_c = U_c \cdot \cos(\omega_c t)$, $U_r = U_r \cdot \cos(\omega_r t)$, $U_3 = U_3 \cdot \cos(\omega_3 t)$

$$U_{прск}(1) = U_r U_c \cdot \cos(\omega_c t) \cos\left(\omega_r t + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{U_r U_c}{2} \cdot \cos\left((\omega_c - \omega_r)t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$U_{прзк}(1) = U_r U_3 \cdot \cos(\omega_3 t) \cos\left(\omega_r t + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{U_r U_3}{2} \cdot \cos\left((\omega_r - \omega_3)t + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$U_{прск}(3) = \frac{U_r U_c}{2} \cdot \cos\left((\omega_c - \omega_r)t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{U_r U_c}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_r)t$$

$$U_{прзк}(3) = \frac{U_r U_3}{2} \cdot \cos\left((\omega_r - \omega_3)t + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{U_r U_3}{2} \cdot \cos(\omega_r - \omega_3)t$$

$$U_{прск}(2) = U_r U_c \cdot \cos(\omega_c t) \cos(\omega_r t) = \frac{U_r U_c}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_r)t$$

$$U_{прзк}(2) = U_r U_3 \cdot \cos(\omega_3 t) \cos(\omega_r t) = \frac{U_r U_3}{2} \cdot \cos(\omega_r - \omega_3)t$$

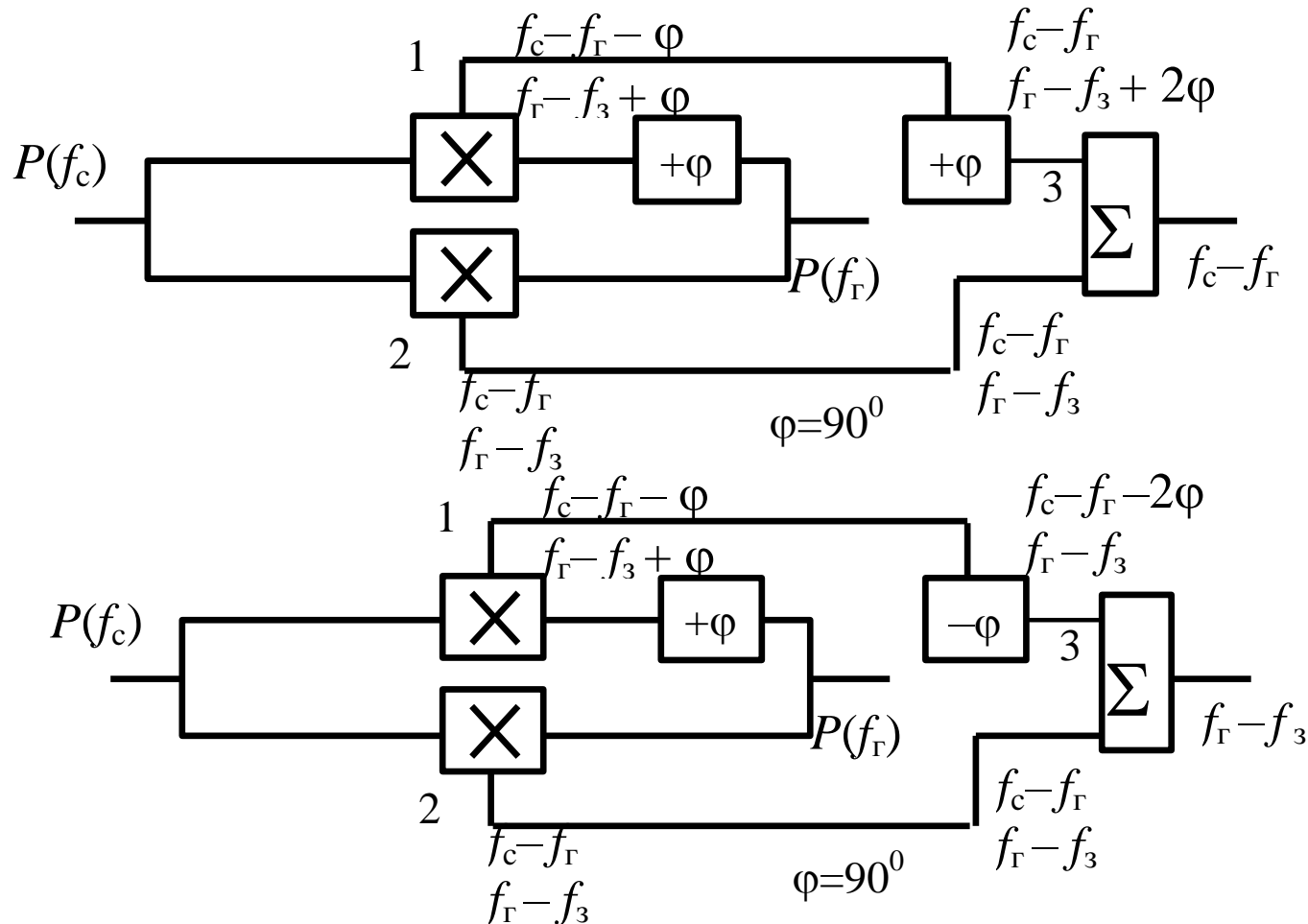
Вход
 Σ

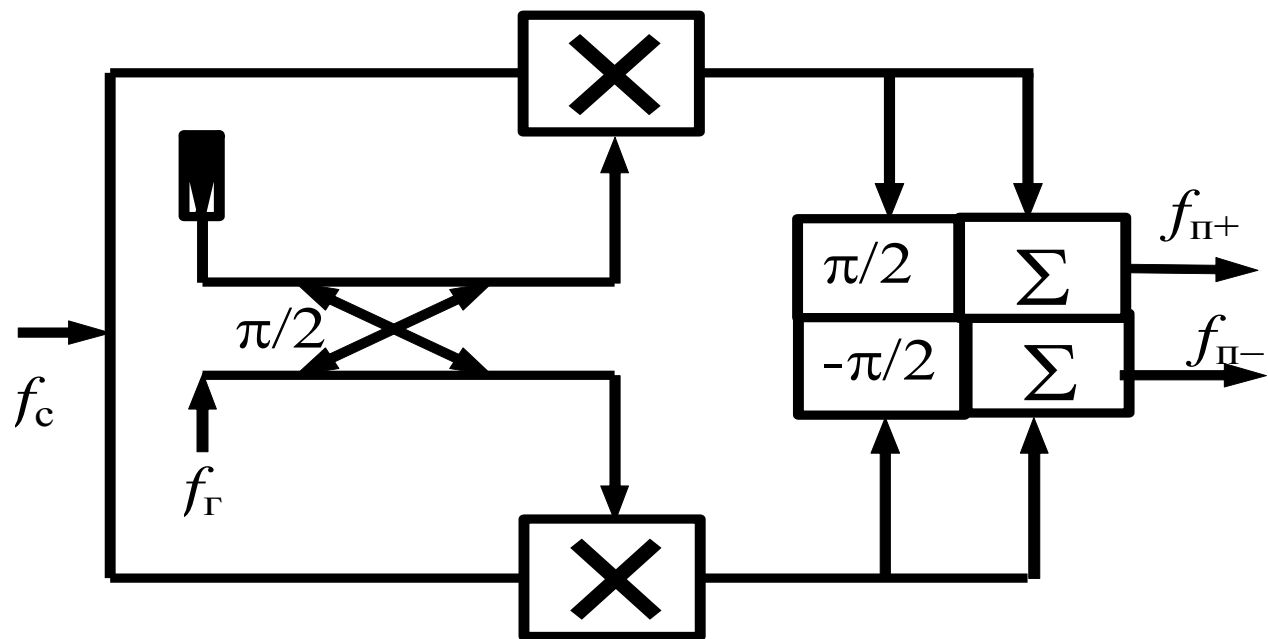
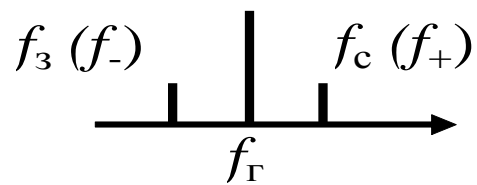
Вход
 Σ

В (Σ) для сигнального — $U_{прск} = U_{прск}(2) + U_{прск}(3) = U_r U_c \cos((\omega_r - \omega_c)t)$
 для зеркального канала — $U_{зк} = U_{зк}(2) + U_{зк}(3) = 0$.

Подбирая фазу для сдвига входных напряжений можно подавить любой комбинационный канал.

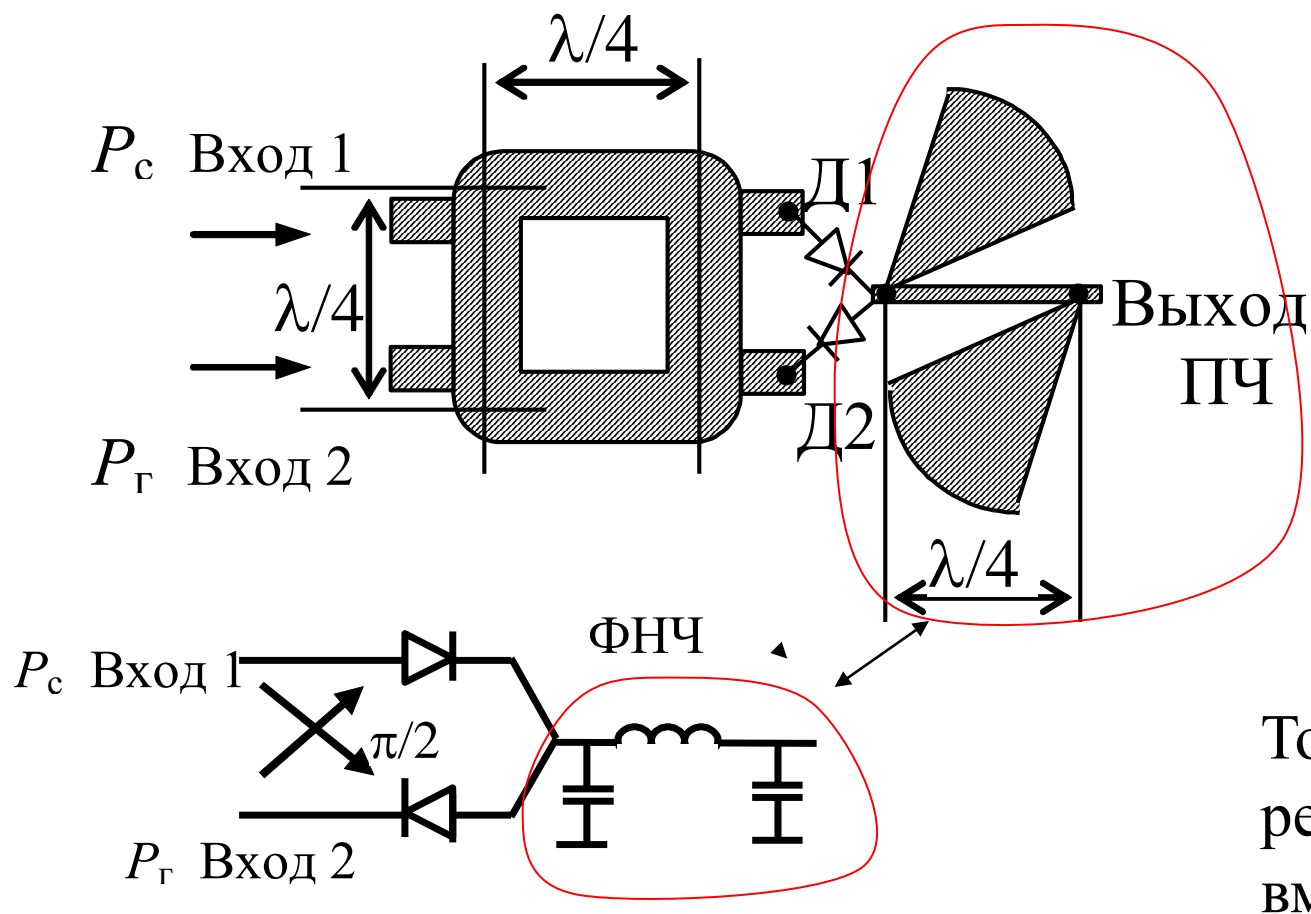
При некотором усложнении схемы можно раздельно получить сигналы принятые из верхней и нижней боковых полос .



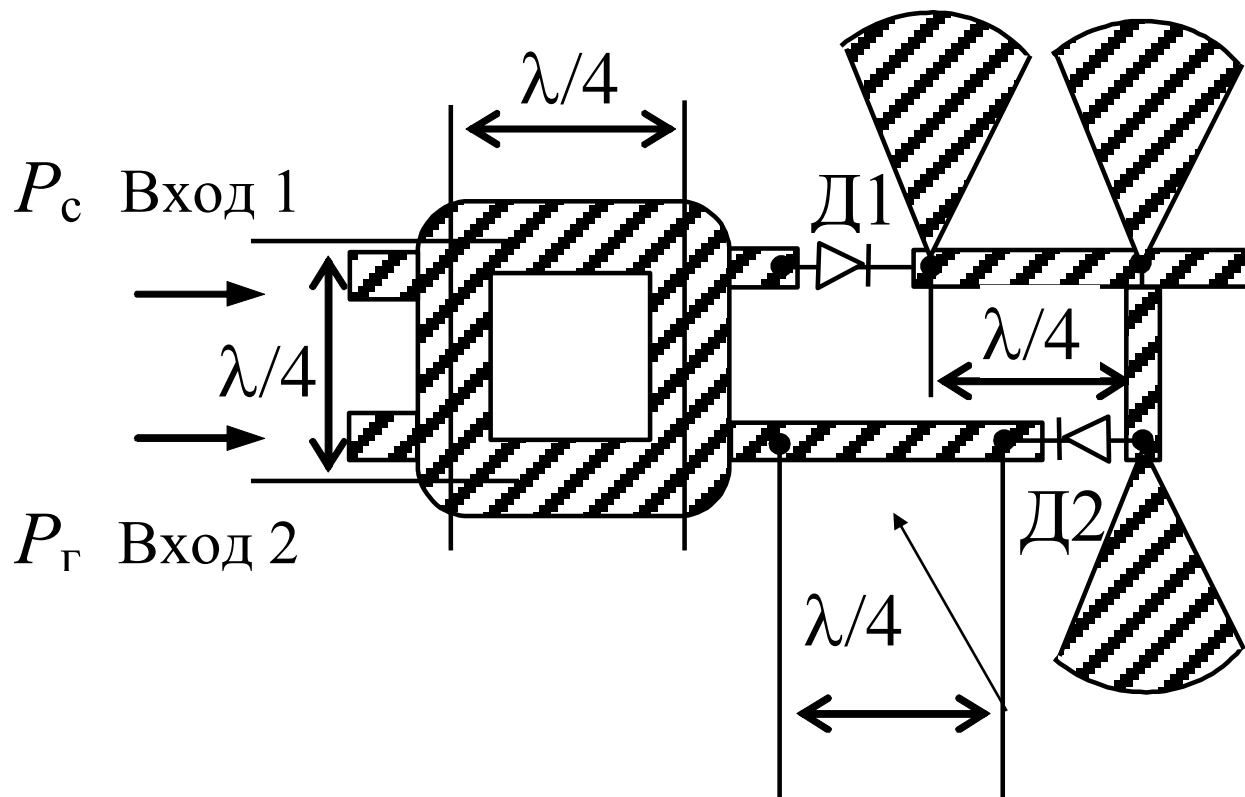


Реализация балансных смесителей

Балансный в микрополосковом исполнении



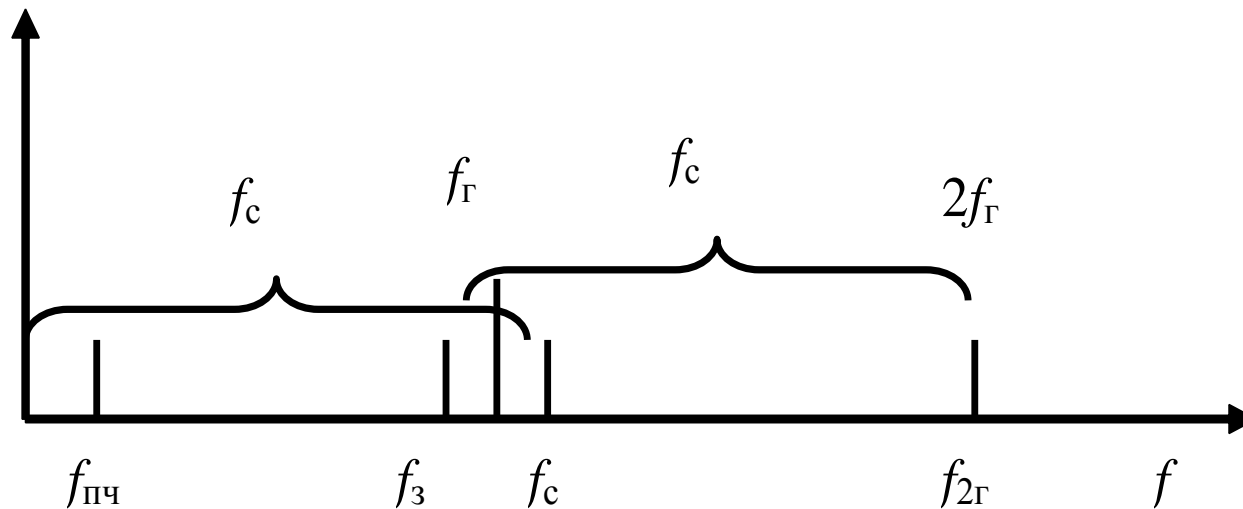
В БС можно сделать развязку не более 10 дБ из-за различия характеристик диодов и рассогласования. Гетеродин отражается от входа и опять поступает на диод.

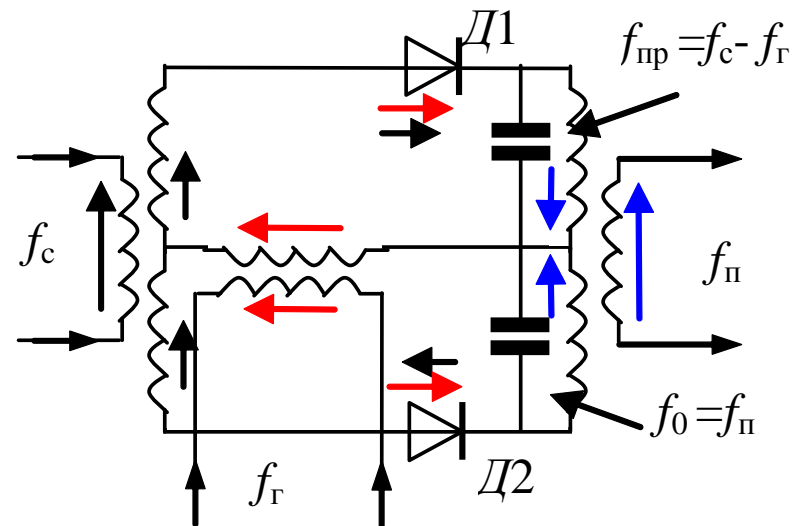
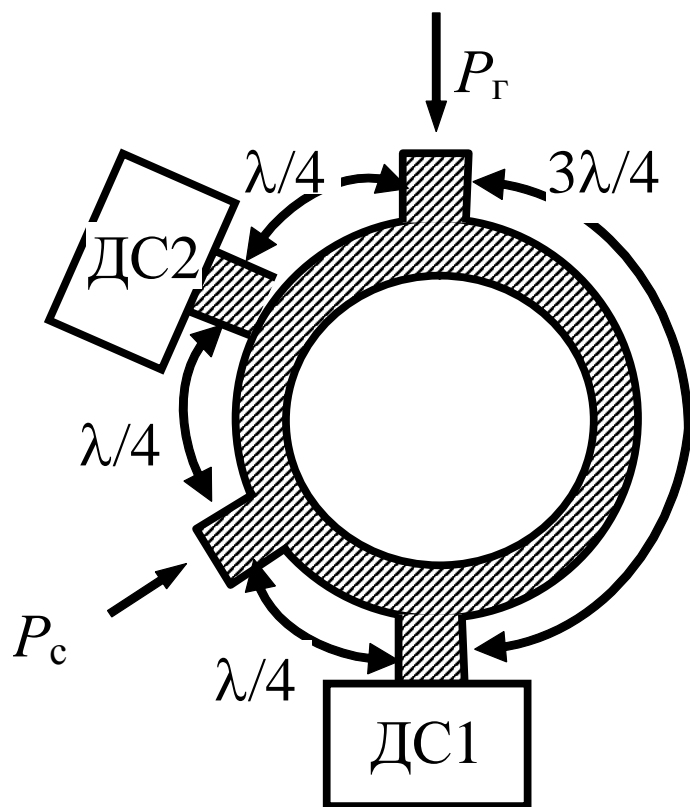


При сдвиге смесителей на $\lambda/4$ обеспечивается возвращение на ПЧ части мощности сигнала преобразованного на зеркальную частоту.

Потери преобразования L и N можно уменьшить (1...1,5 дБ) за счет возвращения на промежуточную частоту части мощности, преобразованной в смесителе в полосу зеркального канала (см. слайд 26 и 27).

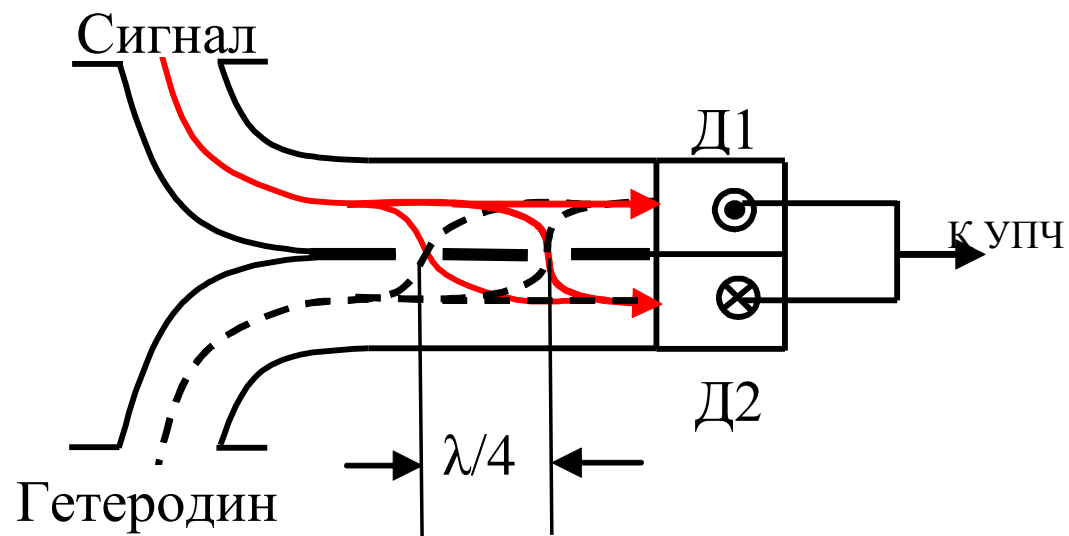
$$f_3 = 2f_{\Gamma} - f_c$$



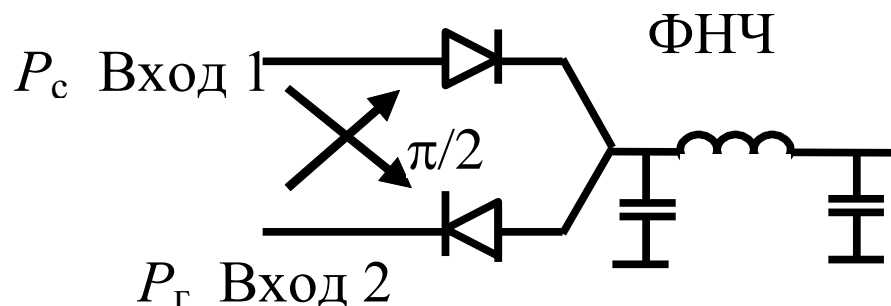


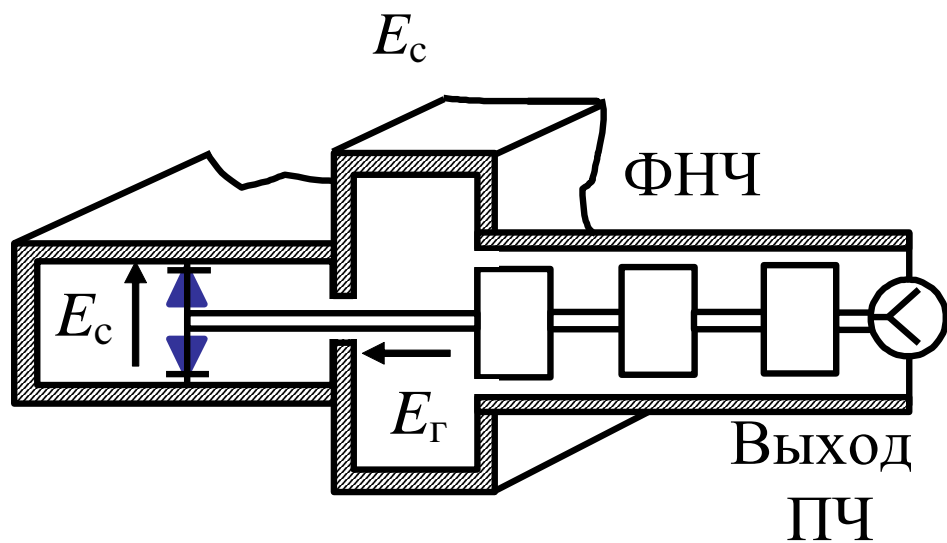
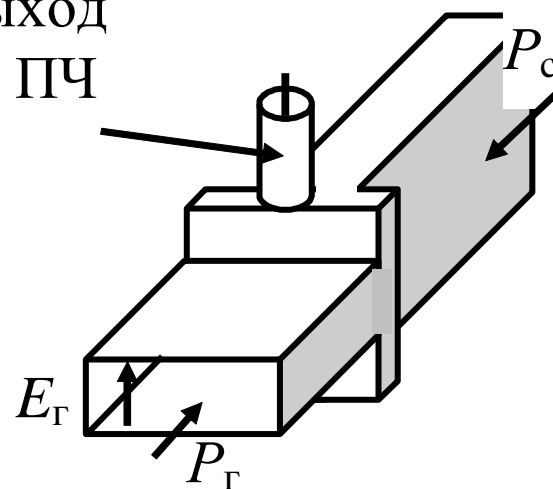
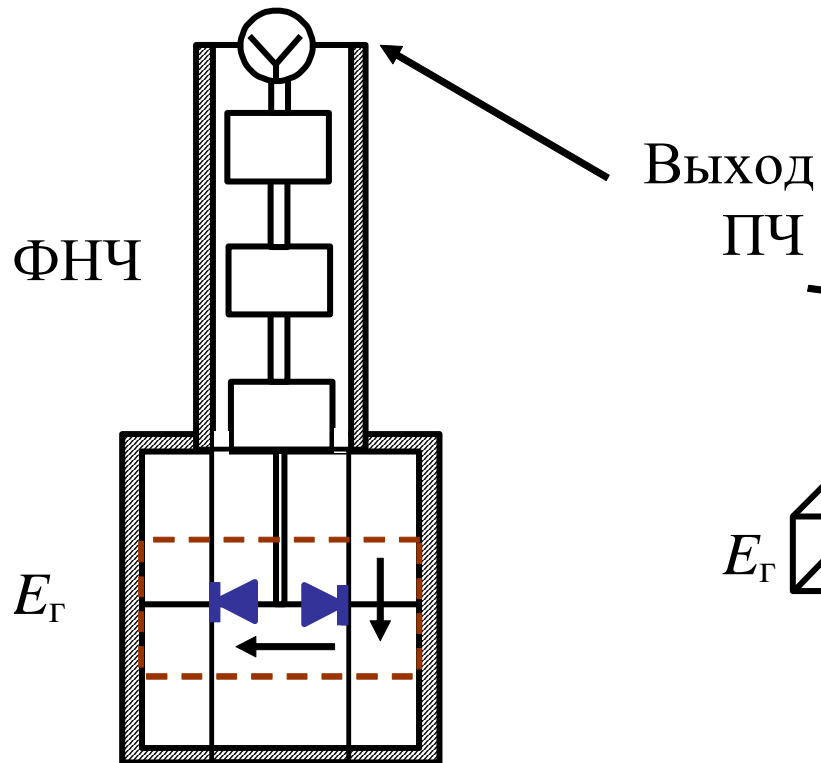
Развязка гетеродина и источника сигнала может быть также обеспечена за счет интерференции волн, распространяющихся в противоположных направлениях в схеме гибридного кольца.

Балансные смесители в волноводном исполнении

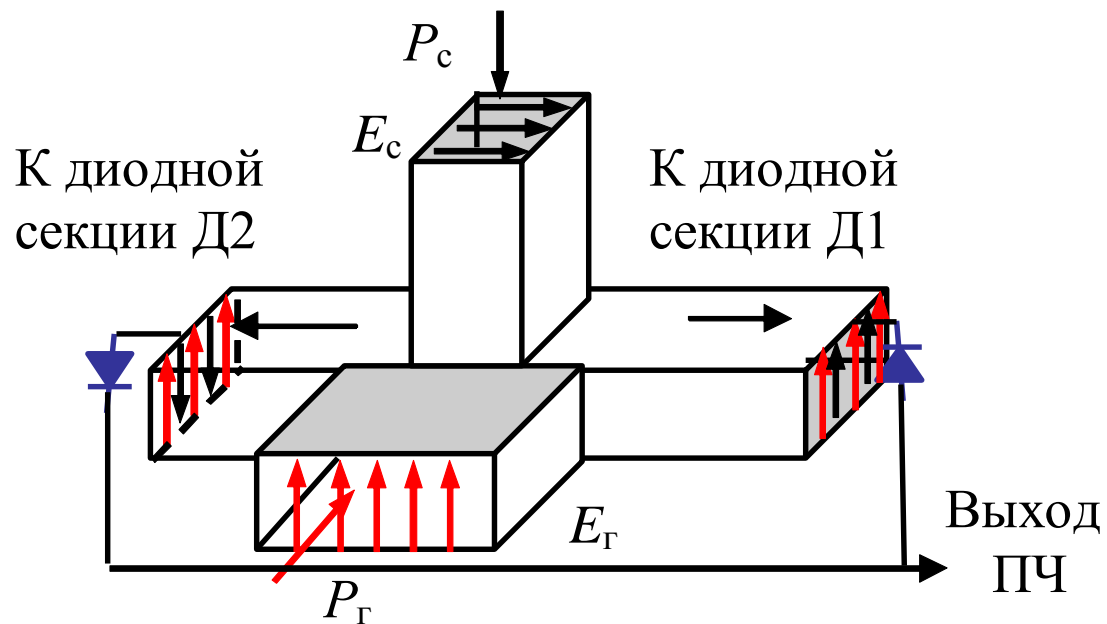


Эквивалентная электрическая схема данной конструкции:

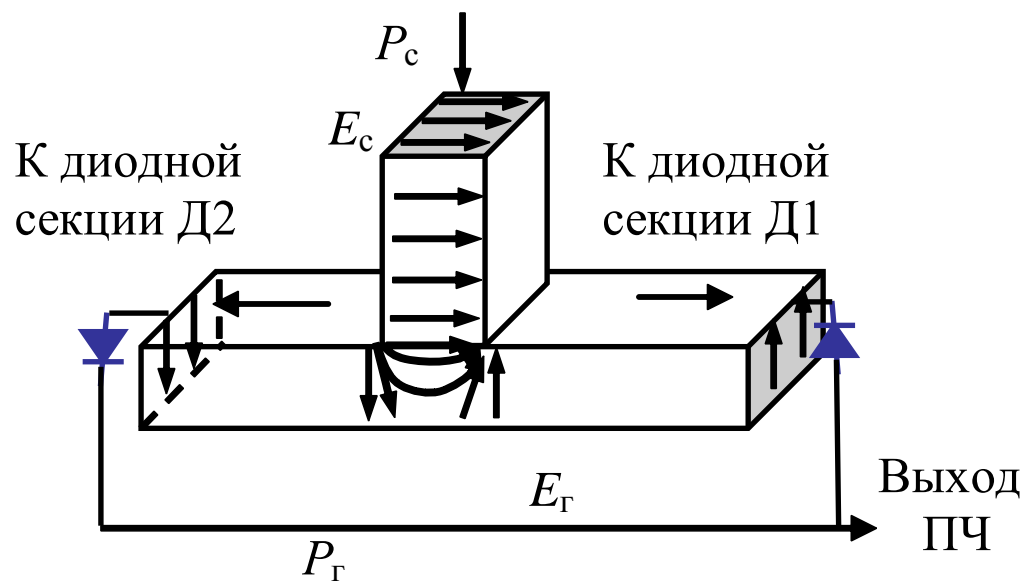




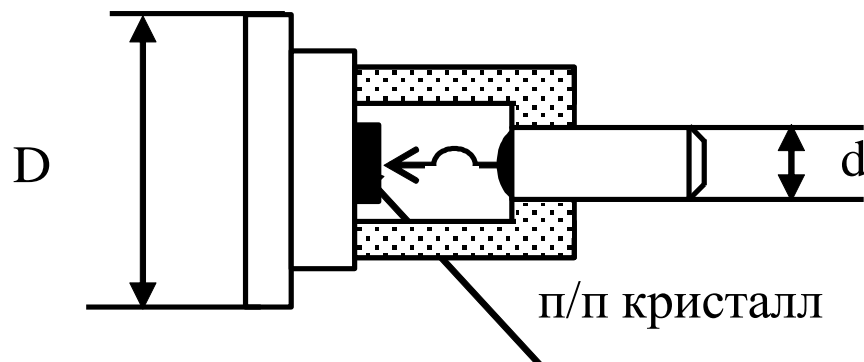
БС на основе
поляризационной
развязки сигнального и
гетеродинного волноводов



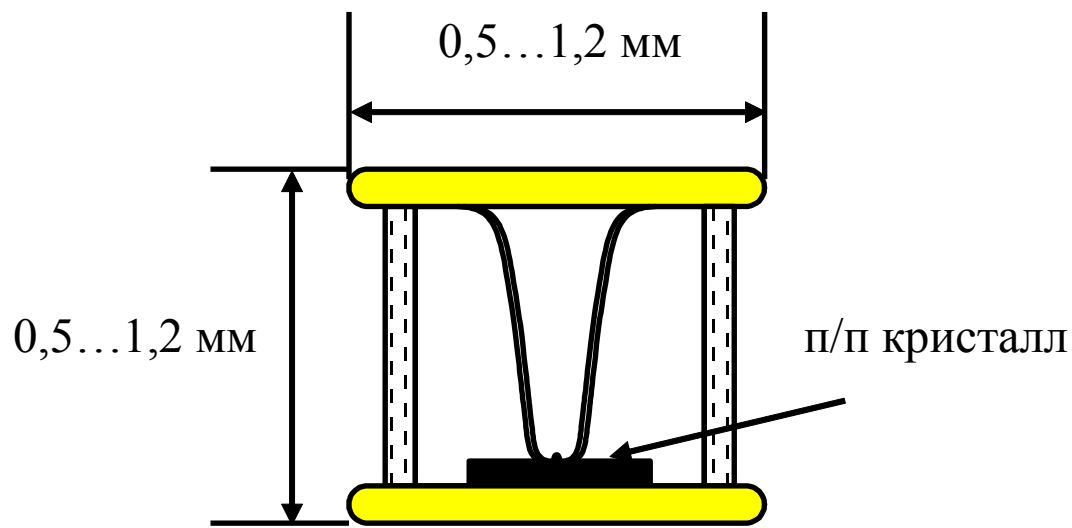
Двойной Т-
образный мост
или делитель
мощности.



Конструкции смесительных диодов СВЧ (СМ и ММ-диапазонов)

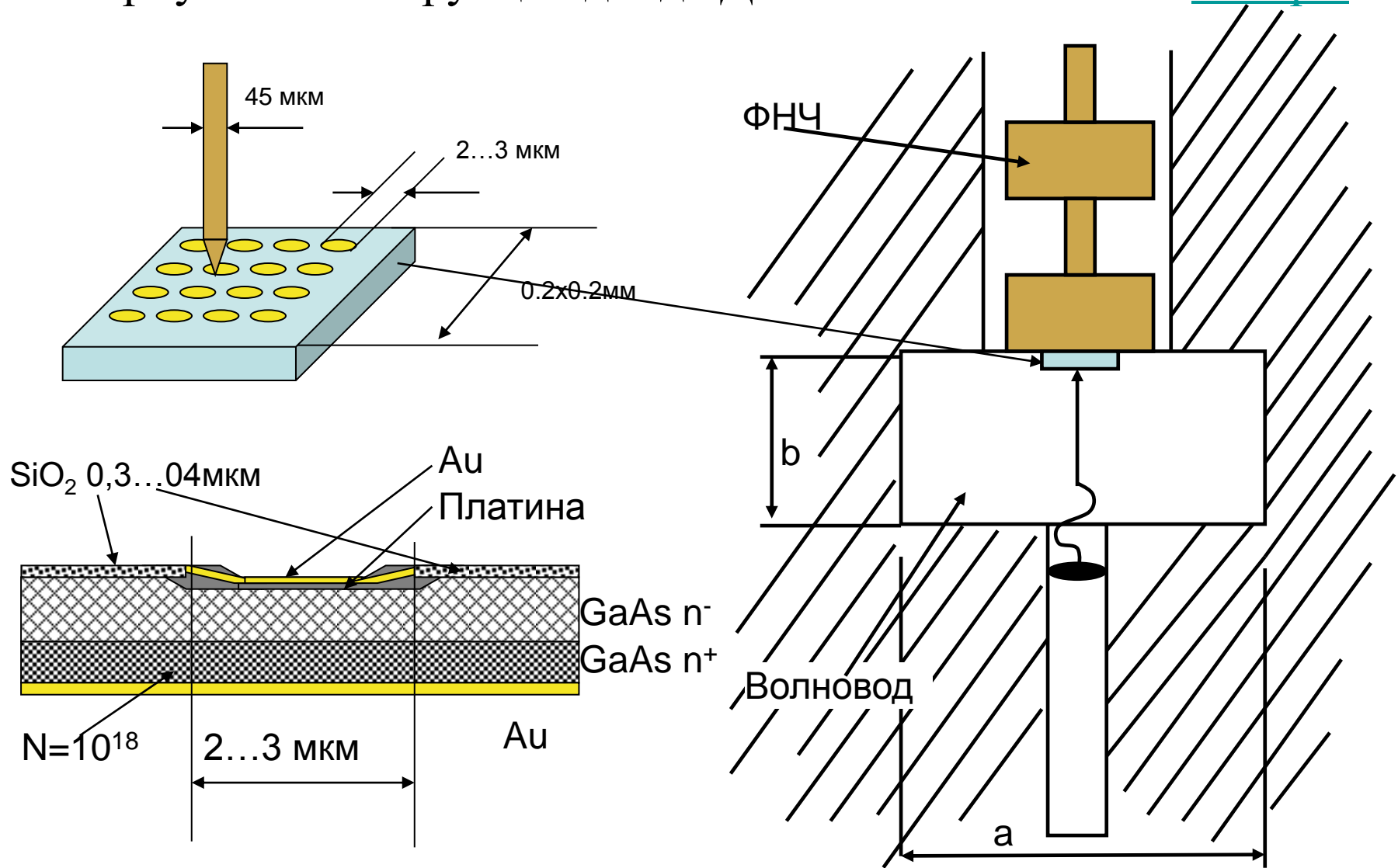


Коаксиальный ТКД
 $\rho = 120d/D$ СМДВ



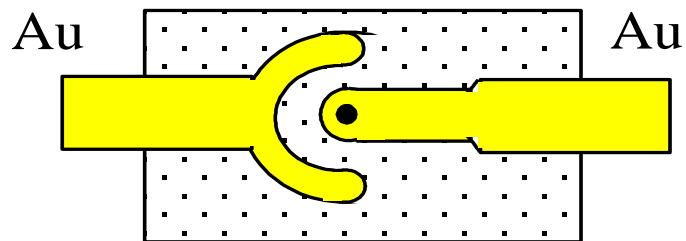
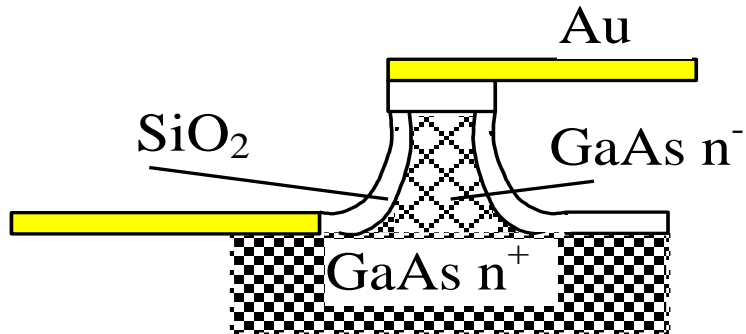
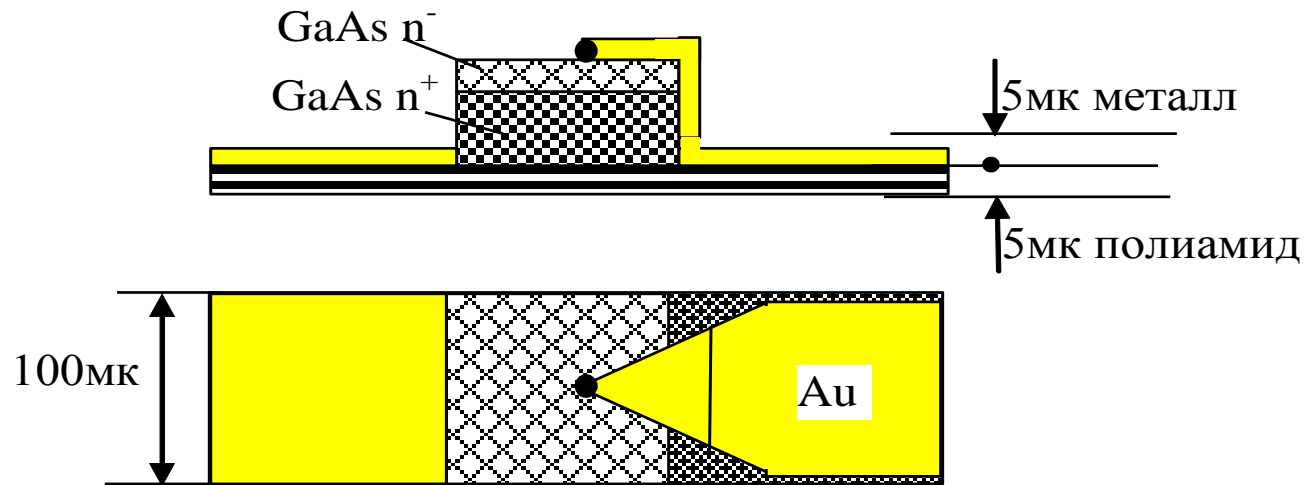
Корпусной для
волноводных
конструкций ММД

Бескорпусная конструкция диода ДБШ и смесительной камеры



Данная конструкция получила распространение в ММД.

Диод ДБШ с балочными выводами ММДВ, два варианта



Теория и расчет преобразователей частоты

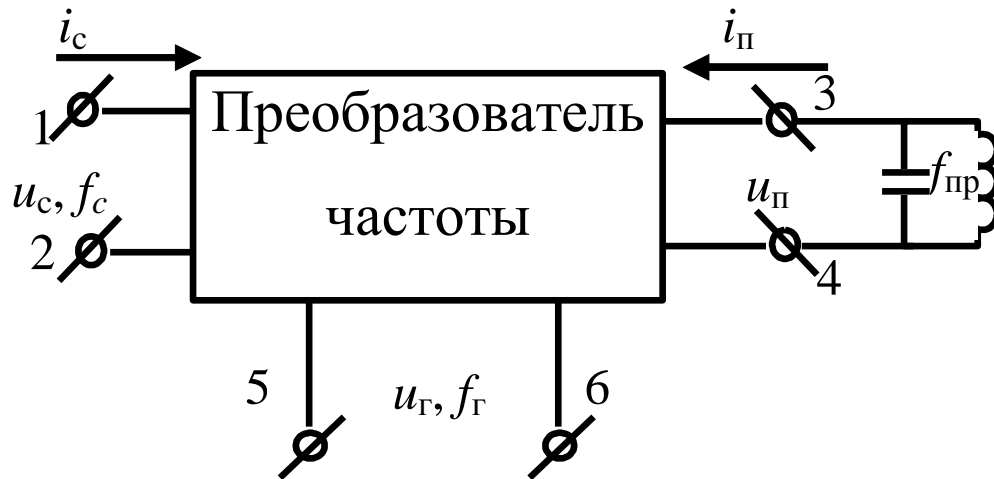
Теоретический анализ процессов в смесительных на НЭ на протяжении ряда десятилетий проводился с использованием многих упрощающих предположений. Важнейшие из них были.

1. Допущение о гармонической форме U_r на НЭ
2. Учет только комбинационных частот низшего порядка,
3. Идеализированное представление нагрузок нелинейного элемента на гармониках гетеродина и комбинационных частотах в виде КЗ и разомкнутых (ХХ),
4. Упрощенная аппроксимация ВАХ диода (НЭ),
5. Пренебрежение нелинейной C переходов в п/п приборах.

Упрощенная теория преобразования частоты

Упрощенная теория содержит лишь этап линейного анализа, позволяющий определить коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления смесителя.

Представим ПЧ как линейный шестиполюсник с зажимами сигнала (U_c), гетеродина (U_Γ) и промежуточной частоты (U_Π).



Все напряжения гармонические:

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

$$u_\Pi = U_\Pi \cos(\omega_\Pi t + \varphi_\Pi),$$

$$u_\Gamma = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t),$$

На всех комбинационных частотах зажимы закорочены, кроме ω_c .

ПЧ считают безинерционным, т.е. мгновенные значения токов i_c и i_Π с частотами ω_c и ω_Π определяют мгновенные значения u_Π и u_c .

$$i_{\text{BX}} = i_c = f_1(u_c, u_\Pi, u_\Gamma),$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = i_\Pi = f_2(u_c, u_\Pi, u_\Gamma).$$

Функции f_1 и f_2 зависят от схемы, типа НЭ и его режима работы.

Полагают $u_c \ll u_\Gamma$ и $u_\Pi \ll u_\Gamma$. Это позволяет представить функции f_1 и f_2 первыми членами ряда Тейлора в окрестностях рабочей точки:

$u_c=0, u_\Gamma, u_\Pi=0$. Для выходного тока (функция f_2) получим :

$$i_\Pi = f_2(0, u_\Gamma, 0) + \frac{\partial f_2(0, u_\Gamma, 0)}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial f_2(0, u_\Gamma, 0)}{\partial u_\Pi} u_\Pi$$

Обозначим: $f_2(0, u_\Gamma, 0) = i_{\Pi 0}$, $\frac{\partial f_2(0, u_\Gamma, 0)}{\partial u_c} = s$, $\frac{\partial f_2(0, u_\Gamma, 0)}{\partial u_\Pi} = g$.

Все эти величины являются функциями гармонического напряжения u_Γ , поэтому они периодические и могут быть представлены рядами Фурье.

$$i_\Pi = \sum_{m=0}^{\infty} I_m \cos(m\omega_\Gamma t),$$

$$s = \sum_{m=0}^{\infty} S_m \cos(m\omega_\Gamma t),$$

$$g = \sum_{m=0}^{\infty} G_m \cos(m\omega_\Gamma t).$$

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

$$u_\Pi = U_\Pi \cos(\omega_\Pi t + \varphi_\Pi),$$

$$u_\Gamma = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t),$$

$$i_{\Pi} = \sum_{m=0}^{\infty} I_{\Pi m} \cos(m\omega_{\Gamma}t) + U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) \sum_{m=0}^{\infty} S_m \cos(m\omega_{\Gamma}t) +$$

$$+ U_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi}t + \varphi_{\Pi}) \sum_{m=0}^{\infty} G_m \cos(m\omega_{\Gamma}t).$$

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = [\cos(\alpha+\beta) + \cos(\alpha-\beta)]/2$$

$$i_{\Pi} = \sum_{m=0}^{\infty} I_{\Pi m} \cos(m\omega_{\Gamma}t) +$$

$$+ \frac{1}{2} U_c \sum_{m=0}^{\infty} S_m \left\{ \cos[(m\omega_{\Gamma} + \omega_c)t + \varphi_c] + \cos[(m\omega_{\Gamma} - \omega_c)t - \varphi_c] \right\} +$$

$$+ \frac{1}{2} U_{\Pi} \sum_{m=0}^{\infty} G_m \left\{ \cos[(m\omega_{\Gamma} + \omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}] + \cos[(m\omega_{\Gamma} - \omega_{\Pi})t - \varphi_{\Pi}] \right\}.$$

В токе i_{Π} содержатся комбинационные частоты вида $(m\omega_{\Gamma} \pm \omega_c)$, где $m=0,1,2,\dots$

Если выбираем $\omega_{\Pi} = k\omega_{\Gamma} - \omega_c$ - общий случай преобразования по k -ой гармонике гетеродина.

$$i_{\Pi} = 1/2 S_k U_c \cos[(k\omega_{\Gamma} - \omega_c)t - \varphi_c] + G_0 U_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}),$$

Составляющая тока i_{Π} с такой промежуточной частотой:

$$i_{\Pi} = I_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi'_{\Pi})$$

$$I_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi'_{\Pi}) = 1/2 S_k U_c \cos[(k\omega_{\Gamma} - \omega_c)t - \varphi_c] + G_0 U_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}),$$

Для комплексных амплитуд:

$$\dot{I}_{\Pi} = \frac{1}{2} S_k \dot{U}_c^* + G_0 \dot{U}_{\Pi} \quad \text{Здесь:}$$

Действительные колебания с выбранной промежуточной частотой.

$$\dot{I}_{\Pi} = I_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi'_{\Pi}),$$

$$\dot{U}_c^* = U_c \cos(\omega_{\Pi} t - \varphi_c),$$

$$\dot{U}_{\Pi} = U_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}).$$

Окончательно:
$$\dot{I}_{\Pi} = Y_{21} \dot{U}_c^* + Y_{22} \dot{U}_{\Pi} \quad Y_{21} = \frac{1}{2} S_k \quad Y_{22} = G_0$$

Уравнение прямого преобразования. Образование i_{Π} с частотой ω_{Π} за счет напряжения u_c с частотой ω_c на входе НЭ, крутизна которого модулирована U_{Γ} .

Учтена реакция u_{Π} на выходной ток.

Y_{21} – называют крутизной преобразования,

Y_{22} - внутренней выходной проводимостью.

Y_{21} - определяется амплитудой S_k - (если преобразовании по k -ой гармонике) при модуляции крутизны S гетеродином.

$Y_{22} = G_0$ - среднее за период гетеродина значение проводимости G .

При преобразовании по первой гармонике гетеродина следует полагать $k=1$.

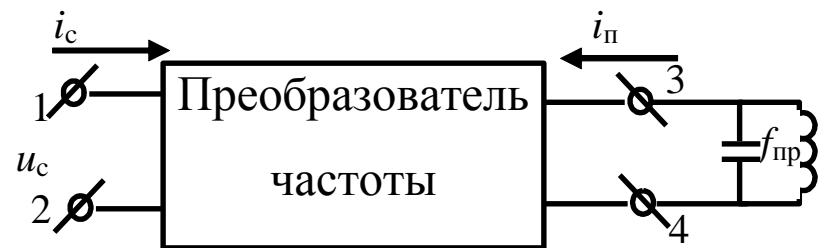
С процессом прямого преобразования в смесителе происходит процесс обратного преобразования.

Под влиянием напряжений u_{Π} и u_{Γ} с частотами ω_{Π} и ω_{Γ} в цепи входного тока i_c появляется составляющая с частотой

$$\omega_c = \omega_{\Gamma} - \omega_{\Pi}.$$

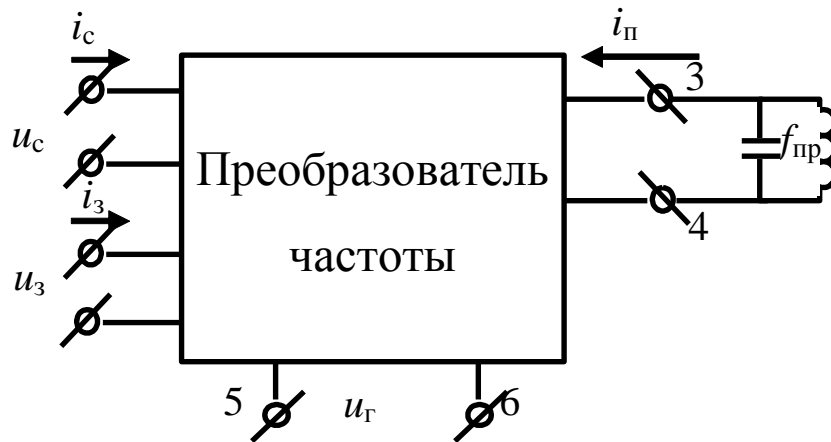
Для получения уравнения обратного преобразования проводят аналогичные преобразования с функцией $i_c = f_1(u_c, u_{\Pi}, u_{\Gamma})$ – первым уравнение системы :

$$\begin{aligned} \dot{I}_c &= Y_{11} \dot{U}_c + Y_{12} \dot{U}_{\Pi}^* \\ \dot{I}_{\Pi} &= Y_{21} \dot{U}_c^* + Y_{22} \dot{U}_{\Pi} \end{aligned}$$



Кроме того, происходит процесс вторичного обратного преобразования: под действием напряжений u_{Π} и u_{Γ} в цепи входного тока появляется составляющая с частотой зеркального канала $\omega_{3\kappa} = \omega_{\Gamma} + \omega_{\Pi}$ (обратное $\omega_c = \omega_{\Gamma} - \omega_{\Pi}$).

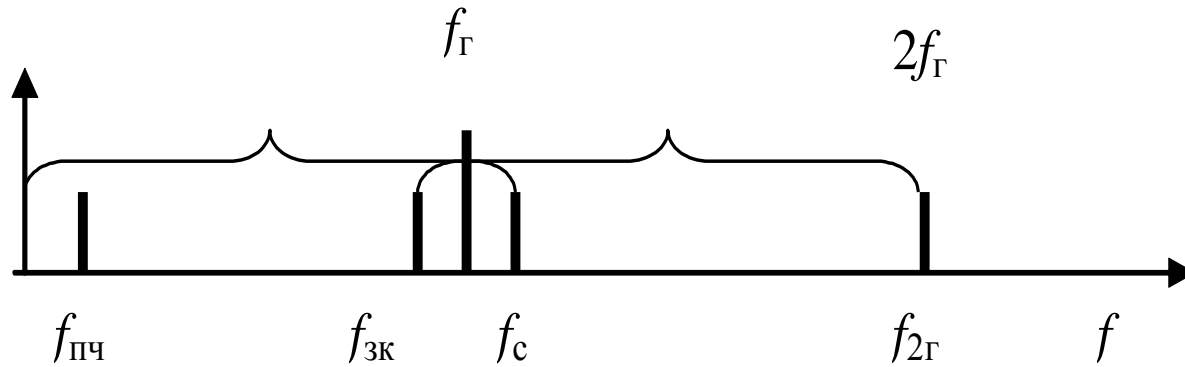
Если источник сигнала имеет $Z_{\omega_{3\kappa}} \neq 0$ (нет преселектора), то на входе смесителя возникает напряжение этой частоты.



Затем путем процесса прямого преобразования создается дополнительное напряжение промежуточной частоты.

При узкополосном входном контуре смесителя (наличие преселектора), обеспечивающем КЗ входных зажимов для $\omega_{3\kappa}$, обратное преобразование можно не учитывать.

Составляющая $i_{\text{вх}}$ с частотой $\omega_{\text{зк}}$ возникает и без участия выходного напряжения с частотой $\omega_{\text{п}}$ путем комбинации $\omega_{\text{зк}} = 2\omega_{\text{г}} - \omega_{\text{с}}$.



Паразитная ОС через нелинейность смесителя приводит к потерям перешедшей на частоту $\omega_{\text{зк}}$ части мощности сигнала.

При соответствующем фазировании можно добиться синфазного суммирования основного и дополнительного напряжений и возвращения потерянной мощности.

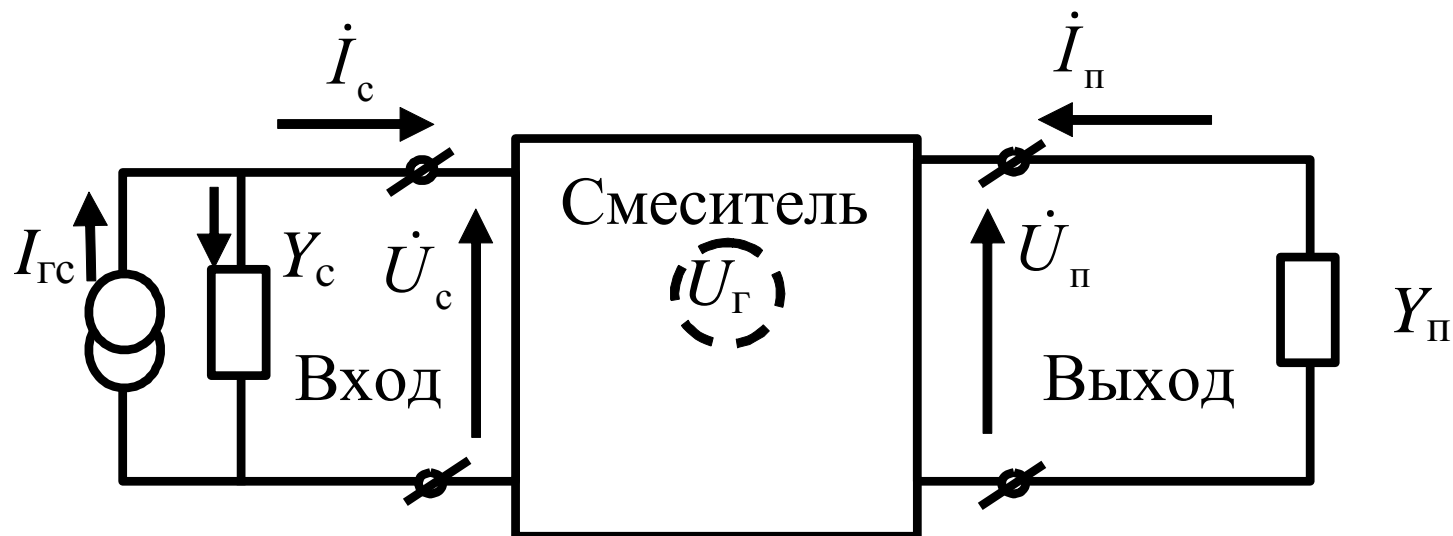
С учетом зеркального канала получают систему из трех уравнений:

$$\begin{aligned}\dot{I}_c &= Y_{11}\dot{U}_c + Y_{12}\dot{U}_\Pi^* + Y_{13}\dot{U}_{3\text{К}} \\ \dot{I}_\Pi &= Y_{21}\dot{U}_c^* + Y_{22}\dot{U}_\Pi + Y_{23}\dot{U}_{3\text{К}} \\ \dot{I}_{3\text{К}} &= Y_{31}\dot{U}_c + Y_{32}\dot{U}_\Pi + Y_{33}\dot{U}_{3\text{К}}^*\end{aligned}$$

Для входного и выходного токов с частотами ω_c и ω_n для слабых сигналов ($u_c, u_\Pi \leq u_r$) смеситель подобен обычному линейному четырехполюснику (шестиполюснику при учете зеркального канала), если не придавать значения различию частот ВХОДНОГО И ВЫХОДНОГО ТОКОВ.

$$\begin{aligned}\dot{I}_c &= Y_{11}\dot{U}_c + Y_{12}\dot{U}_\Pi^* \\ \dot{I}_\Pi &= Y_{21}\dot{U}_c^* + Y_{22}\dot{U}_\Pi\end{aligned}$$

Определение внешних параметров преобразования $K_{\Pi}(u)$,
 $Y_{\text{вх}}$ и $Y_{\text{вых}}$.



$$I_{\text{Гс}} = I_{Y_c} + I_c$$

$$\dot{I}_c = Y_{11}\dot{U}_c + Y_{12}\dot{U}_{\Pi}^*$$

$$\dot{I}_{\Pi} = Y_{21}\dot{U}_c^* + Y_{22}\dot{U}_{\Pi}$$

С учетом нагрузок Y_c , Y_{Π} и генератора тока сигналов справедливы соотношения:

$$\dot{U}_{\Pi} = -\frac{\dot{I}_{\Pi}}{Y_{\Pi}} \quad \text{и} \quad \dot{U}_c = -\frac{\dot{I}_c}{Y_c}.$$

Для определения $K_{\Pi}(u)$, $Y_{вх}$ и $Y_{вых}$ необходимо решить систему уравнений.

По определению: $K_{\Pi(u)} = \frac{U_{\Pi}}{U_c}$

По определению: $Y_{вх} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{U}_c}$

$$Y_{вх} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_{\Pi}}$$

По определению $Y_{вых} = \frac{\dot{I}_{\Pi}}{\dot{U}_{\Pi}}$

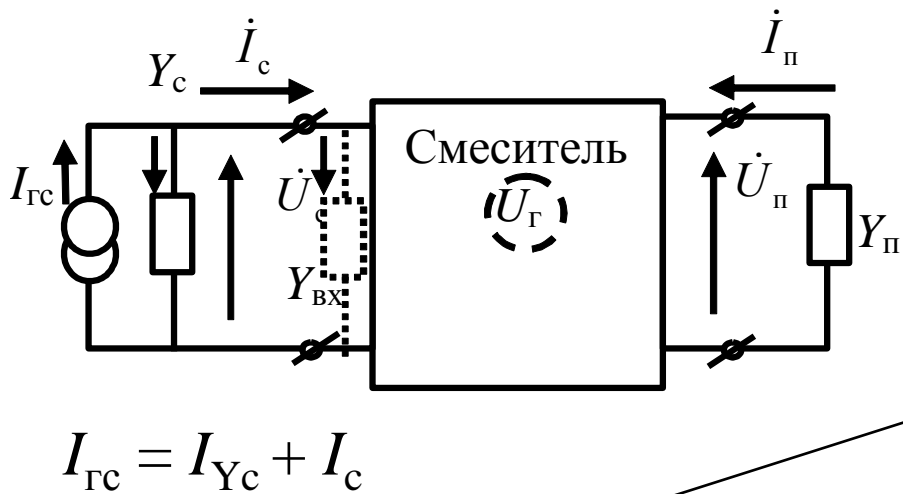
$$\dot{I}_c = Y_{11}\dot{U}_c + Y_{12}\dot{U}_{\Pi}^*$$

$$\dot{I}_{\Pi} = Y_{21}\dot{U}_c^* + Y_{22}\dot{U}_{\Pi}$$

$$K_{\Pi(u)} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_{\Pi}}$$

$$\frac{\dot{I}_c}{\dot{U}_c} = Y_{11} + Y_{12} \frac{U_{\Pi}}{U_c}$$

$$Y_{вых} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_c}$$



$$K_{\Pi(p)} = \frac{P_{\Pi \text{ ном}}}{P_{\text{с ном}}}, \text{ где } P_{\text{с ном}} = \frac{|i_{\Gamma c}|^2}{4g_c},$$

$$P_{\Pi \text{ ном}} = \frac{|i_{\Pi \text{ кз}}|^2}{4g_{\text{вых}}}, \quad g_c = \text{Re } Y_c, \quad g_{\text{вых}} = \text{Re } Y_{\text{вых}}.$$

Ток КЗ ($U_{\Pi} = 0$) из 2-го уравнения

$$i_{\Pi \text{ кз}} = Y_{21} \dot{U}_c \quad \left|_{\text{кз } (\dot{U}_{\Pi} = 0, Y_{\Pi} = \infty)}\right.$$

$$i_{\Pi} = Y_{21} \dot{U}_c^* + Y_{22} \dot{U}_{\Pi}$$

$$\dot{U}_c = \frac{i_{\Gamma c}}{Y_c + Y_{\text{вх}}} \quad Y_{\text{вх}} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_{\Pi}} \quad \dot{U}_c = \frac{i_{\Gamma c}}{Y_c + Y_{11}} \quad \left|_{\text{кз } (U_{\Pi} = 0, Y_{\Pi} = \infty)}\right.$$

Следовательно

$$P_{\Pi \text{ ном}} = \frac{|Y_{21}|^2 |i_{\Gamma c}|^2}{|Y_c + Y_{11}|^2 4g_{\text{вых}}},$$

$$K_{\Pi(p)} = \frac{|Y_{21}|^2}{|Y_c + Y_{11}|^2} \frac{g_c}{g_{\text{вых}}}.$$

Выводы:

Все внешние параметры ($Y_{\text{вх}}, Y_{\text{вых}}, K_u, K_p$) могут быть определены, если известны внутренние параметры ($Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}$), а также выходное сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки.

Расчет внутренних параметров преобразования в упрощенной теории основан на предположении гармонической формы гетеродинного напряжения на нелинейном элементе.

В смесителях на нелинейных элементах с двойным управлением или триодного типа ($Y_{11}=0$ и $Y_{12}=0$) эффектами обратного преобразования можно пренебречь. Остается только второе уравнение системы.

В диодных смесителях, напротив, обратное преобразование столь же эффективно, как и прямое. Оба тока i_c и i_n протекают через диод и нагрузки входных и выходных зажимов.

В заключение заметим:

- приближенный анализ не учитывает существенное отличие формы гетеродинного напряжения на смесителе от гармонической;
- не учитываются реактивные составляющие проводимости смесительного элемента и их модуляция гетеродином;
- в приближенном анализе учитываются только комбинационные частоты низшего порядка;
- анализ шумов не проводится.

Приближенные методы расчета просты и наглядны. Поэтому они широко используются в учебной практике и изложены в большинстве учебников по курсу «Радиоприемные устройства».

Полная теория и расчет смесителей

была разработана для диодных преобразователей ММ диапазона.

Исходные данные :

- конфигурация и размеры смесительной камеры,
- параметры p - n перехода ДБШ,
- частота сигнала и гетеродина,
- промежуточная частота,
- мощность гетеродина,
- смещение ДБШ

Цель расчета : определение основных характеристик смесителя: L , $T_{\text{экв}}$ и их минимизация, путем оптимального выбора размеров смесительной камеры и режима работы, смещения ДБШ, мощности гетеродина и др.

Параметры ДБШ предполагаются неизменными.

Основные этапы полного расчета смесителей :

1. Расчет импедансов внешней цепи смесительного диода
2. Решение нелинейной задачи – определение формы U_r на диоде
3. Линейная задача. Определение передаточных характеристик и входных и выходных импедансов смесительного диода.
4. Расчет шумовых характеристик.

1 этап: Расчет комплексных сопротивлений (импедансов) внешней цепи смесительного диода

Для анализа смесителя необходимо знать значения нагрузок диода на всех учитываемых в расчете гармониках $Z(n\omega_r)$ и комбинационных частотах $Z(n\omega_r \pm \omega_{\Pi})$

- Определяются путем измерений на увеличенных физических моделях смесительной камеры
- или расчетным путем.

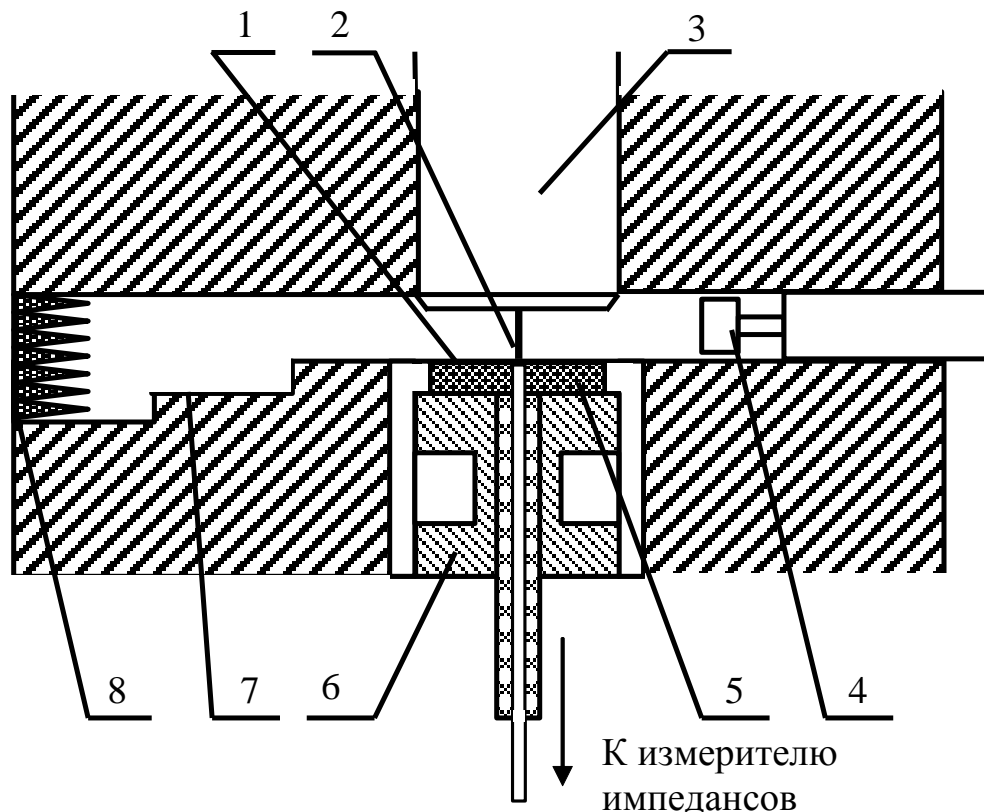
Физические модели смесительных камер ММ и СбММ диапазонов изготавливаются в увеличенном масштабе (100:1).

Измерения проводятся на уменьшенных в том же масштабе частотах с помощью автоматических измерителей импедансов .

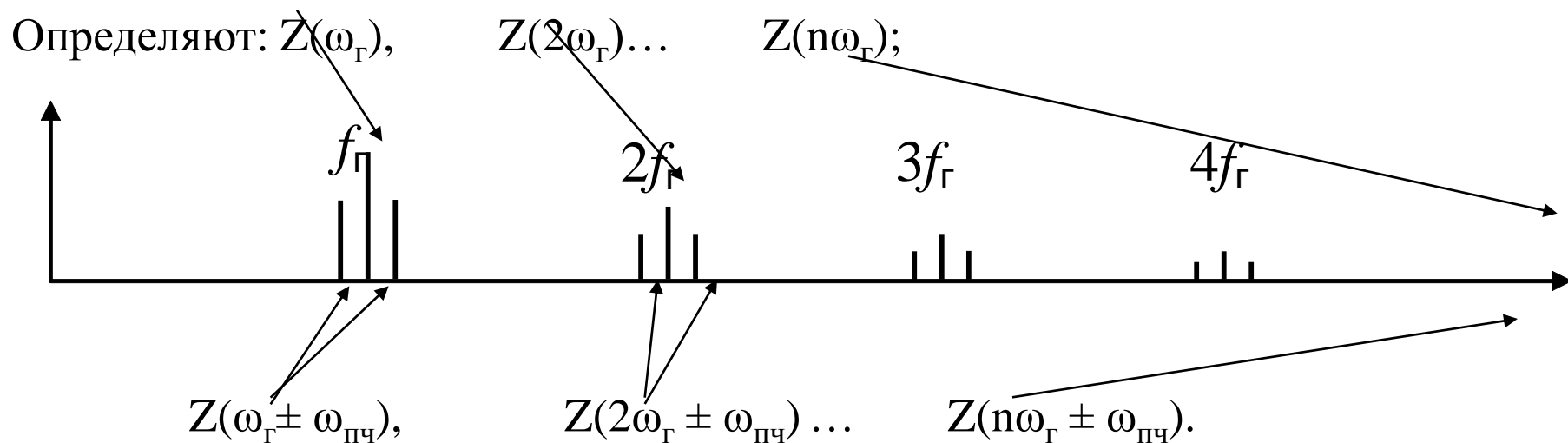
Реальный размер волновода (1,2 × 2,4) мм, $f_c = 100$ ГГц.

Модель (120 × 240) мм, первая гармоника модели $f_c = 1$ ГГц.

Измерения можно провести до 6-ой гармоники f гетеродина.



1 - отсчетная плоскость для измерения импедансов ,
 2 - модель контактной иглы
 3 – штифт,
 4 - модель волноводного КЗ,
 5 - модель п/п структуры,
 6,7 - модели ФНЧ и ступенчатого трансформатора,
 8 - широкодиапазонный многомодовый поглотитель.

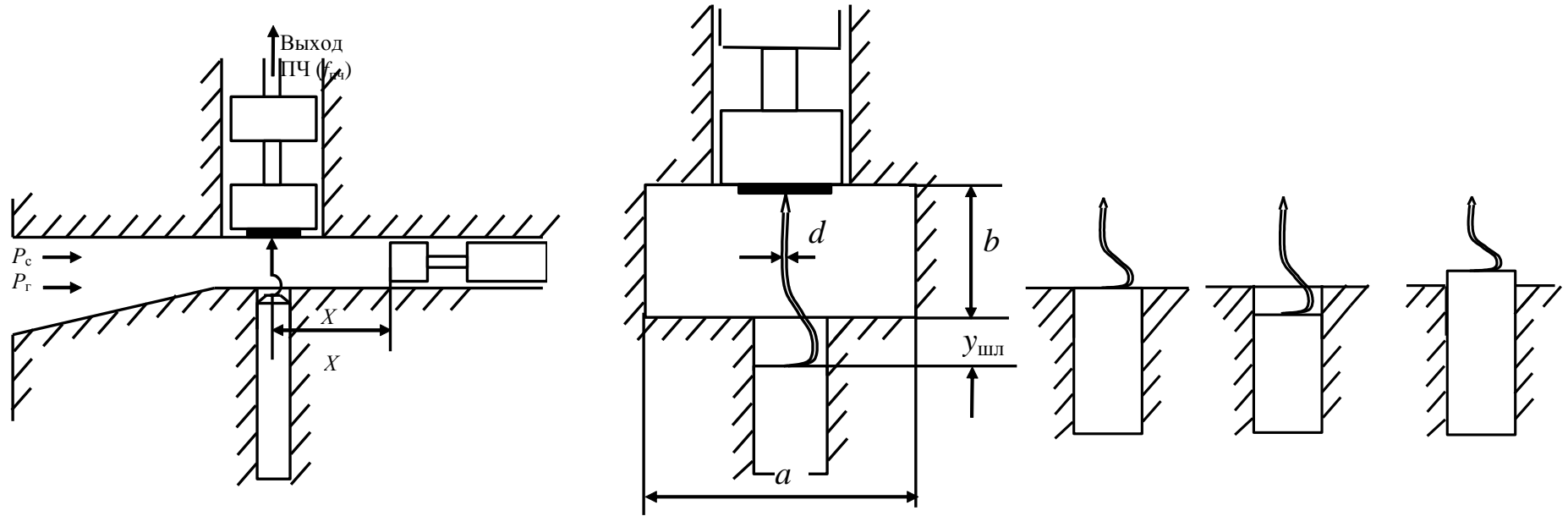


Модель по отношению к реальной конструкции имеет ряд погрешностей приводящих к несоответствию результатов реальным значениям.

1. Ошибки измерений связанные с неточностью калибровки измерительной аппаратуры и наличием отражений в измерительном тракте от разъемов и переходов.
2. Результаты сильно зависят от малых вариаций некоторых размеров модели, например контактной иглы.
3. Неадекватное представление элементов тракта сигнала, гетеродина и промежуточной частоты для высоких порядков гармоник и комбинационных частот.

Расчетные методы определения импедансов окружающих диод основаны на представлении конструкции смесительной камеры и диода эквивалентной схемой.

Конструкция волноводной смесительной камеры. .

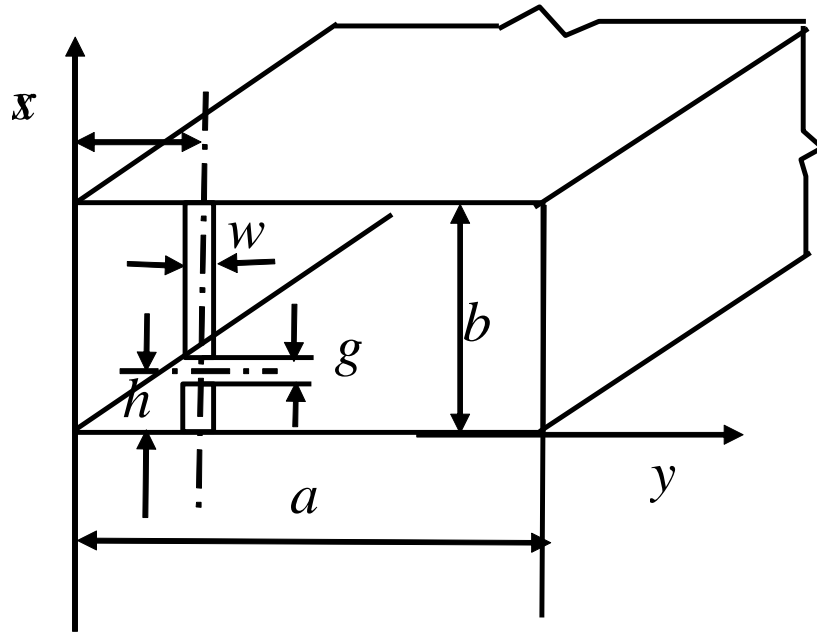


Расчетный метод является предпочтительным; однако он применим только к конфигурациям смесительных камер, для которых известно представление решения краевой задачи электродинамики электрической эквивалентной схемой, справедливой в широком диапазоне частот.

В расчете предполагают:

1. Прямоугольный волновод имеет идеально проводящие стенки.
2. Диод предполагается бескорпусным.
3. Искривлением контактной иглы пренебрегаем.
4. На всех частотах в направлении источника сигнала и гетеродина волновод согласован.
5. ФНЧ предполагаем емкостным и близким к нулю для всех частот.

Для рассматриваемой конструкции, в которой диод включен в зазор металлического стержня соединяющего широкие стенки волновода задача определения полного сопротивления в общем виде была решена ранее.



Результаты этого расчета были использованы и применены для волноводных конструкций смесителей миллиметрового диапазона.

Результат расчета по первому этапу:

1. Импедансы внешней цепи на частоте гетеродина и на его гармониках $Z_{\text{BH}}(n\omega_{\Gamma})$,
2. Импедансы внешней цепи на комбинационных частотах $Z_{\text{BH}}(n\omega_{\Gamma} + \omega_{\text{с}})$ и $Z_{\text{BH}}(n\omega_{\Gamma} - \omega_{\text{с}})$,

2 этап: Нелинейный анализ смесителя

Определение периодических зависимостей $g(t)$ и $c(t)$ диода, помещенного в СМ камеру и находящегося под воздействием P_{Γ} и $U_{\text{см}}$.

ВАХ GaAs диода

$$I_d = I_s \exp \left[\left(\frac{qU}{\eta kT} \right) - 1 \right],$$

Проводимость диода

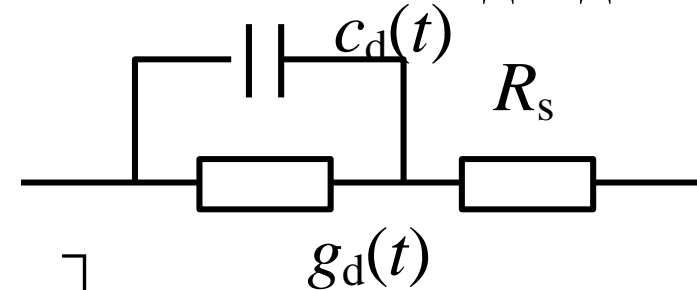
$$g_d = \frac{dI_d}{dU} = \frac{qU}{\eta kT} I_s \exp \left(\frac{qU}{\eta kT} \right), \quad \text{при } I_s \ll I_d$$

$$g_d = \alpha I_d, \quad \text{где } \alpha = \frac{q}{\eta kT},$$

Емкость диода

$$C_d = \frac{C_0}{\sqrt{1 - \frac{U}{\Phi}}}, \quad C_0 \text{ при } U = 0, \quad \Phi = 0,85 \dots 0,9 \text{ В}$$

Эквивалентная схема диода :

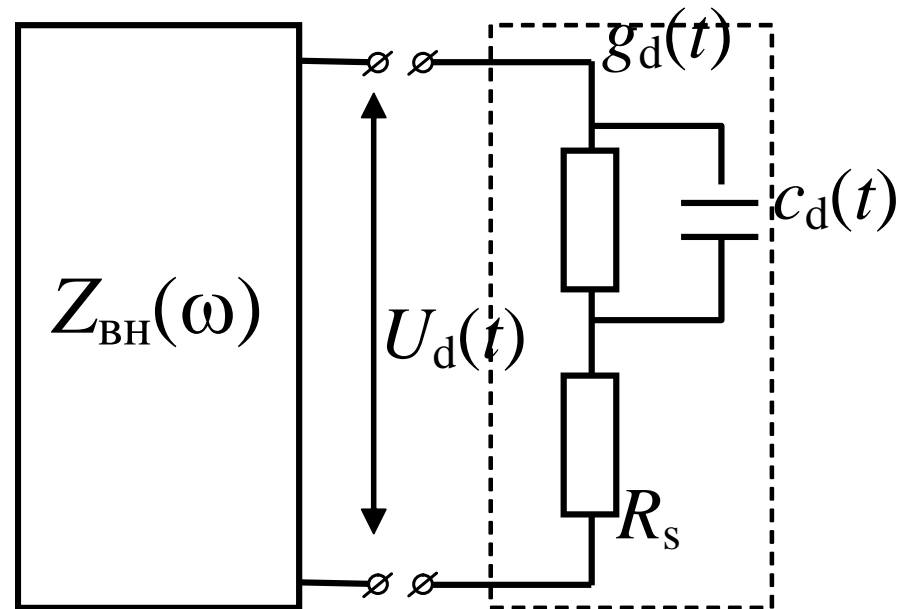


Φ – высота потенциального.

R_s – характеризует омические потери в необедненной части эпитаксиального слоя, в подложке и омическом контакте.

Для решения задачи необходимо совместить эквивалентную схему внешней цепи и смесительного диода.

Задача сводится к определению установившегося U в цепи.



Решение ищется:

- в частотной области с помощью итераций,
- во временной - с помощью решения системы нелинейных уравнений.

Результат решения - временные зависимости $I_d(t)$ и $U_d(t)$, по которым определяются $g_d(t)$ и $C_d(t)$ диода. Для дальнейшего использования эти зависимости представляются рядами Фурье.

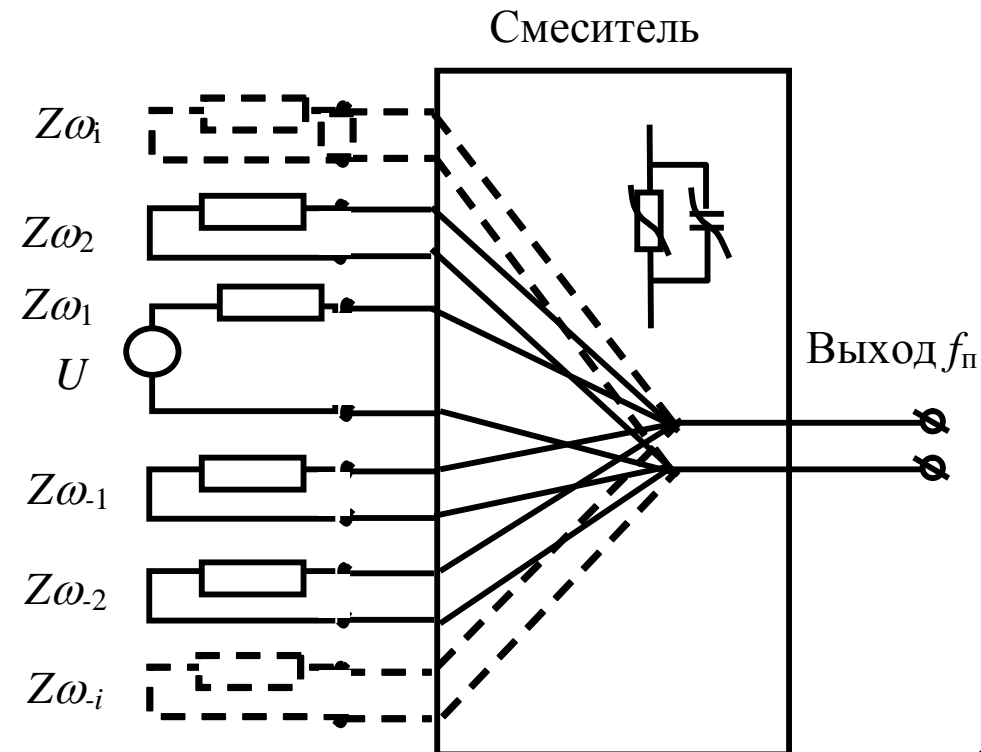
$$g(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k \exp(jk\omega_{\Gamma}t); \quad g_{-k} = g_k^*$$

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \exp(jk\omega_{\Gamma}t); \quad c_{-k} = c_k^*$$

Знание этих зависимостей дает возможность приступить к расчету передаточных и импедансных характеристик смесителя.

3 этап: Линейный анализ смесителя

Предполагаем, что $U_c \ll U_r$ на всех $\omega_k = n\omega_r \pm \omega$. Это позволяет дальнейший анализ смесителя вести как линейный, пренебрегая влиянием малых U_c на проводимость и емкость диода.



Многополюсник описывается системой линейных уравнений. Число уравнений определяется числом учитываемых комбинационных частот.

В матричном виде эта система:

$$\overline{\overline{\mathbf{Y}}} \cdot \overline{\mathbf{V}} = \overline{\mathbf{I}}$$

Векторы
столбцы

Квадратная матрица проводимости, составлена из коэффициентов рядов Фурье для $c(t)$ и $g(t)$.

В диагональные члены \mathbf{Y} -матрицы включены импедансы внешней цепи для соответствующих комбинационных частот.

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} y''(\omega_1) & y_{10} & y_{1-1} \\ y_{01} & y''(\omega_0) & y_{0-1} \\ y_{-11} & y_{-10} & y''(\omega_{-1}) \end{pmatrix}$$

где $y''(\omega_1) = y_{11} + y'(\omega_1)$, $y''(\omega_0) = y_{00} + y'(\omega_0)$, $y''(\omega_{-1}) = y_{-1-1} + y'(\omega_{-1})$

$$y_{mn} = g_{m-n} + j(\omega_0 + m\omega_\Gamma)c_{m-n}$$

$y'(\omega_n)$ – проводимость внешней цепи для соответствующей частоты
 m – номер строки, n – номер столбца

Решая эту систему алгебраических уравнений для выходных зажимов при заданном токе (напряжении) на одной из входных полос (i) можно определить передаточные характеристики для этой полосы (L_i), а также $R_{вхi}$ и $R_{выхi}$.

4 этап: Определение шумовых характеристик смесителя

Основными источниками шума ДБШ в ММ диапазоне являются дробовые шумы тока, протекающего через барьер, и тепловые шумы диссипативных потерь, представляемых R_s .

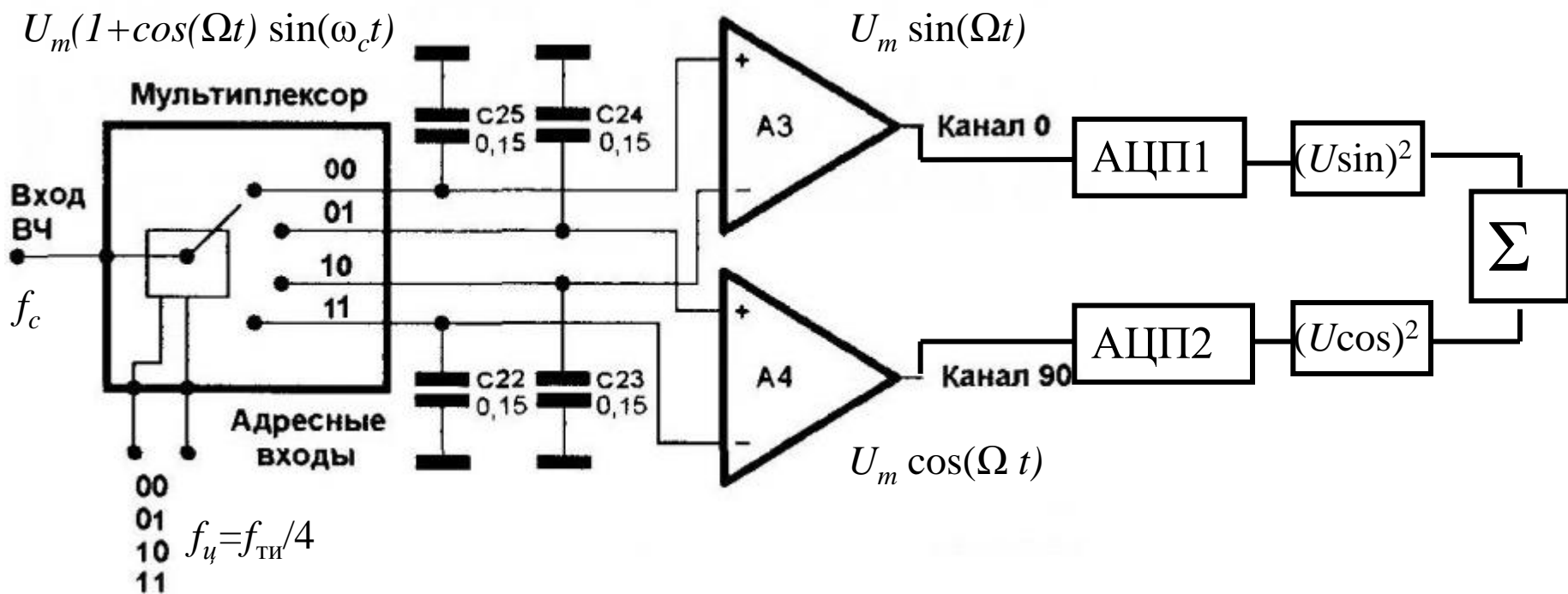
При расчете эквивалентной шумовой температуры смесителя предполагаем смеситель также линейным относительно малых шумовых напряжений, т.е. смеситель и описывается системой линейных уравнений.

В отличии от предыдущей задачи решение системы линейных уравнений ищется относительно зажимов промежуточной частоты при условии, что источники шума подключены ко всем входным полосам.

Данная методика расчета была усовершенствована и применена для расчета балансных смесителей ДБШ с балочными выводами. При этом дополнительно были введены потери в волноводе и короткозамыкающем шлейфе.

Использование цифровых устройств при проектировании преобразователей и детекторов.

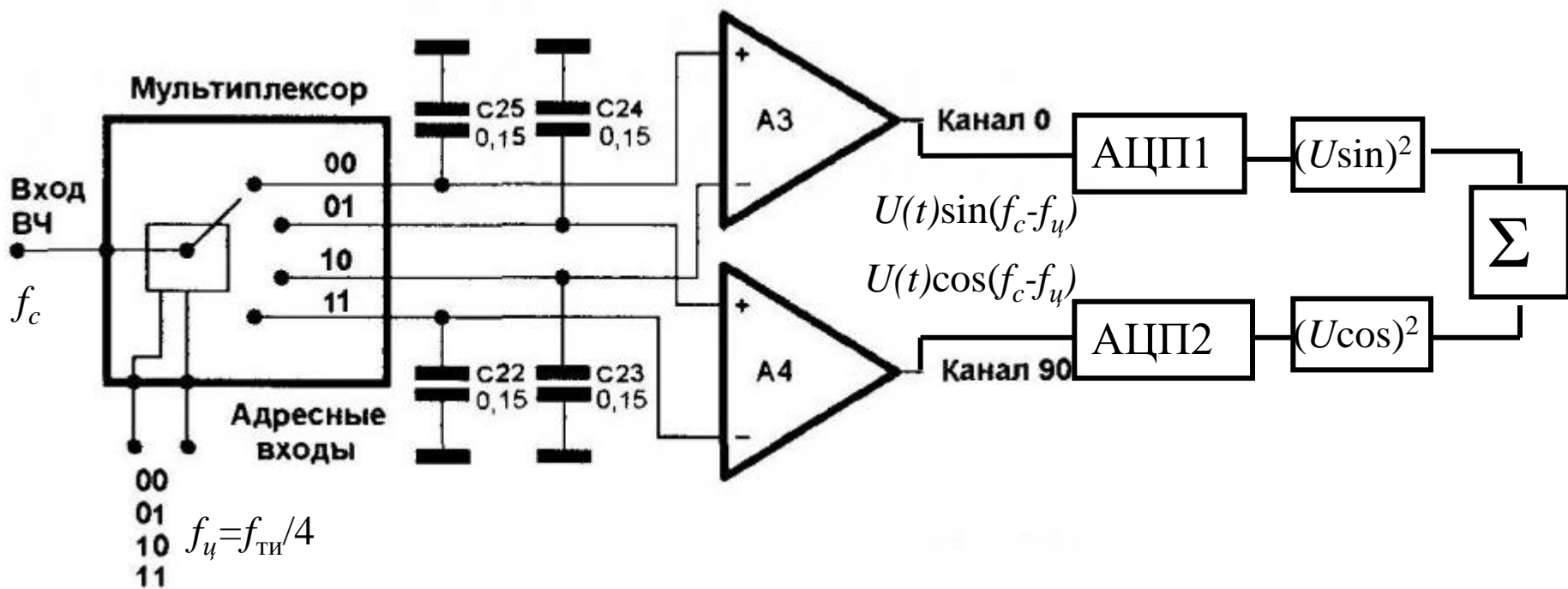
В приемниках прямого преобразования, т.е. преобразования сразу на частоту модуляции получили распространения квадратурные преобразователи на мультиплексорах.



При последовательном переключении на адресных входах мультиплексора двоичных кодов от 00 до 11, на конденсаторах С22 — С25 выделяется НЧ огибающая полезного сигнала. Сигналы с фазами 0 и 180° поступают на входы дифференциального ОУ А3, а сигналы с фазами 90° и 270° — на входы дифференциального ОУ А4.

На выходах ОУ присутствуют квадратурные НЧ сигналы, т.е. имеющие сдвиг фазы 90° , которые подаются на АЦП1 и АЦП2 и далее в компьютер или цифровой вычислитель для соответствующей их цифровой обработки.

Параметры такого детектора впечатляют. Динамический диапазон по интермодуляции 3-го порядка не менее 92 дБ (при частотном разnose испытательных сигналов 2 кГц) и не менее 105 дБ при частотном разnose 5 кГц. Динамический диапазон — соответственно 119 и 128 дБ



Преоб_Мульти_
МС

Преоб_Мульти_
MSim