

# Оглавление

1. Анализ симметричных многополюсников методом синфазного и противофазного возбуждения.....	2
2. Типы, схемы и параметры фильтров. Конструкции: волноводные, микрополосковые. ....	5
3. Виды аппроксимации АЧХ фильтров. Лестничный прототип. Фильтры с четвертьвольновыми связями. ....	11
4. Ферритовые вентили с использованием эффекта Фарадея.....	17
5. Ферромагнитный резонанс. Резонансные вентили. ....	23
6. Ферромагнитный резонанс. Ферритовые вентили с вытеснением поля .....	30
7. Ферромагнитный резонанс. ЖИГ фильтры. ....	35
8. Принцип смешения сигналов. Выходной спектр смесителя. ....	41
9. Однодиодные смесители. Схемы. Характеристики.....	47
10. Балансные смесители. Схемное построение. Характеристики. ....	52
11. Определение динамического диапазона смесителя.....	58
12. Смесители с подавлением приема по зеркальному каналу. ....	64
13. Субгармонические смесители.....	67
14. Помехи большого уровня в смесителях.....	71
15. Умножители частоты. Типы, характеристики.....	77

**Информация в данных отрезках является относительно дополнительной, но, как по мне, это база в ответе на вопрос, которую на всякий случай нужно знать.**

//////////

**Инфа**

//////////

# 1. Анализ симметричных многополюсников методом синфазного и противофазного возбуждения.

Рассмотрим восьмиполюсник (рис. 2.14.а), возбуждаемый со стороны плеца 1 волной амплитудой  $U_{\text{пад}}$ . Допустим, что все входы согласованы. Подведем к входам 1 и 3 одинаковые по амплитуде и синфазные волны  $U_{1\text{отр}}^+ = U_{3\text{отр}}^+ = -U_{\text{пад}}/2$  («четные волны»). В силу симметрии максимум напряжения будет в плоскости  $P_1$ , т. е. распределение напряжений таково, как если бы плоскость  $P_1$  была размыкающей (рис. 2.14.б). В этом случае четные волны, отраженные от входов 1, 4, соответственно будут связаны соотношениями

$$U_{1\text{отр}}^+ = U_{4\text{отр}}^+ = S_{11}^+ U_{\text{пад}}/2 \quad \text{и} \quad U_{2\text{отр}}^+ = U_{3\text{отр}}^+ = S_{12}^+ U_{\text{пад}}/2.$$

Если же к входам 1 и 3 подвести одинаковые по амплитуде, но сдвинутые по фазе на  $180^\circ$  волны, т. е.  $U_{1\text{отр}}^- = -U_{3\text{отр}}^- = U_{\text{пад}}/2$  («нечетные волны»), то в плоскости  $P_1$  зарегистрируем нуль напряжения, и распределение напряжения будет таким же, как если бы плоскость  $P_1$  была короткозамыкающей (рис.

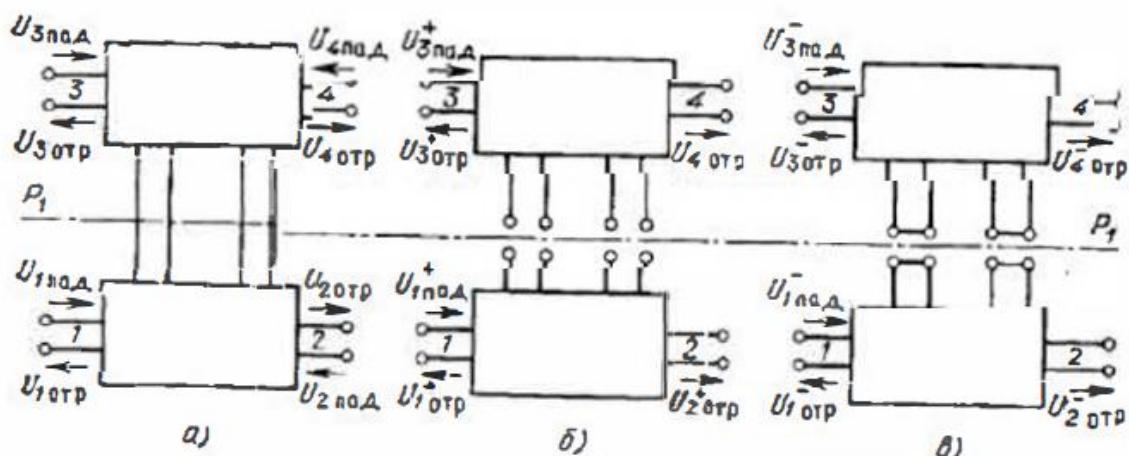


Рис. 2.14. Восьмиполюсник:

а — возбуждение со стороны одного плача 1; б — синфазное возбуждение со стороны плач 1 и 3; в — противофазное возбуждение со стороны плач 1 и 3

11.1). Волны, отраженные от входов 1—4, соответственно будут связаны соотношениями

$$U_{1\text{отр}}^- = -U_{3\text{отр}}^- = S_{11}^- U_{\text{пад}}/2 \quad \text{и} \quad U_{2\text{отр}}^- = -U_{4\text{отр}}^- = S_{12}^- U_{\text{пад}}/2.$$

Решение определяется в виде суперпозиции частных решений для четного и нечетного случаев:

$$U_{1\text{пад}} = U_{1\text{пад}}^+ + U_{1\text{пад}}^- = U_{\text{пад}};$$

$$U_{3\text{пад}} = U_{3\text{пад}}^+ + U_{3\text{пад}}^- = 0;$$

$$U_{1\text{отр}} = U_{1\text{отр}}^+ + U_{1\text{отр}}^- = (S_{11}^+ + S_{11}^-) U_{\text{пад}}/2 = S_{11} U_{\text{пад}};$$

$$U_{2\text{отр}} = U_{2\text{отр}}^+ + U_{2\text{отр}}^- = (S_{12}^+ + S_{12}^-) U_{\text{пад}}/2 = S_{12} U_{\text{пад}};$$

$$U_{3\text{отр}} = U_{3\text{отр}}^+ + U_{3\text{отр}}^- = (S_{11}^+ - S_{11}^-) U_{\text{пад}}/2 = S_{13} U_{\text{пад}};$$

$$U_{4\text{отр}} = U_{4\text{отр}}^+ + U_{4\text{отр}}^- = (S_{12}^+ - S_{12}^-) U_{\text{пад}}/2 = S_{14} U_{\text{пад}}.$$

Из этих соотношений следует, что между элементами матрицы рассеяния восьмиполюсника (рис. 2.14,а) и элементами матрицы рассеяния четырехполюсников (рис. 2.14,б и в) существуют следующие зависимости:

$$1/2(S_{11}^+ + S_{11}^-) = S_{11}; \quad 1/2(S_{12}^+ + S_{12}^-) = S_{12}. \quad (2.60)$$

$$1/2(S_{11}^+ - S_{11}^-) = S_{13}; \quad 1/2(S_{12}^+ - S_{12}^-) = S_{14} \quad (2.61)$$

Если восьмиполюсник возбуждается со стороны плача 2, то аналогично

$$1/2(S_{33}^+ + S_{33}^-) = S_{22}, \quad (2.62)$$

$$1/2(S_{33}^+ - S_{33}^-) = S_{34}. \quad (2.63)$$

Таким образом, расчет рассматриваемого восьмиполюсника, возбуждаемого со стороны плача 1 и согласованного со стороны всех входов, может быть заменен расчетом четырехполюсника с четным и нечетным видами возбуждения, что в свою очередь позволит спустить вычисление к расчету соответствующих четырехполюсников.

Опишем последовательность расчета рабочих параметров симметричного восьмиполюсника:

1) определять матрицы передачи четырехполюсников, образующихся при синфазном и противофазном видах возбуждения восьмиполюсника;

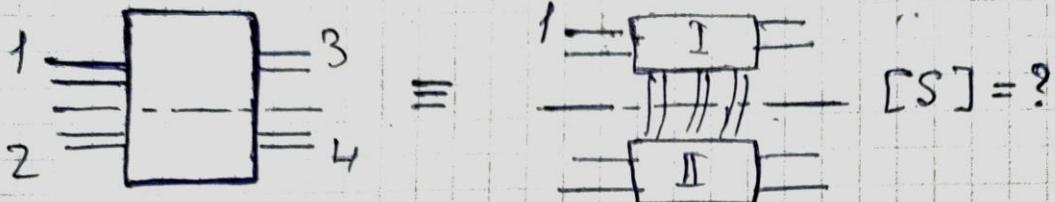
2) рассчитать элемент  $S_{11}$  [см. (2.59)] матрицы рассеяния восьмиполюсника, характеризующий согласование со стороны первой пары полюсов. Для некоторых устройств параметр согласования не является первостепенным, в этом случае следует рассчитывать в первую очередь соответствующие элементы матрицы  $S_{m,n}$  ( $m \neq n$ );

3) из условия идеальности выбранного первостепенным рабочего параметра (например идеального согласования  $S_{11}=0$ ) установить связь между проводимостями (или сопротивлениями) плач восьмиполюсника;

4) рассчитать остальные элементы матрицы рассеяния с учетом найденных соотношений между проводимостями;

5) вычислить рабочие параметры восьмиполюсника.

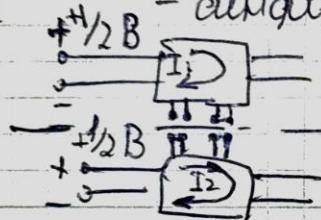
Формулы для вычисления коэффициентов  
импульсно-противодействия в зондировании.



"Замыкание 2-х зондов"

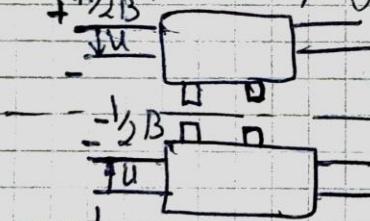
Пусть на зонд 1 подаем  $U_{Bx} = 1B$

1 зонд  $\frac{+1/2B}{-1/2B}$  - импульсное



$I_{\Sigma} = 0 \Rightarrow X \cdot X \Rightarrow$  где означают 4-й зонд  
сразу же,  $I_{\Sigma} = 0, X \cdot X$ .

2 зонд  $\frac{+1/2B}{-1/2B}$  - противодействие зонд.



Таким  $[S]$  означает замыкание-размыкание

Таким  $[S]$   $^{+-} - //$

$$\begin{aligned} [S_{11}]_{\Sigma} &= \frac{1}{2} (S_{11}^{++} + S_{11}^{+-}) \\ S_{11}^{\Sigma} &= \frac{1}{2} (S_{11}^{++} + S_{11}^{+-}) \\ S_{12}^{\Sigma} &= \frac{1}{2} (S_{11}^{++} - S_{11}^{+-}) \\ S_{21}^{\Sigma} &= \frac{1}{2} (S_{22}^{++} - S_{22}^{+-}) \end{aligned}$$

## 2. Типы, схемы и параметры фильтров. Конструкции: волноводные, микрополосковые.

**Фильтр** — четырехполюсник, затухание которого мало в заданной полосе (полоса пропускания) и велико на всех других частотах вне этой полосы (полоса заграждения). Большое затухание в полосе заграждения создается за счет поглощения и отражения энергии подводимых сигналов.

По взаимному расположению полос пропускания и заграждения фильтры делятся на фильтры нижних частот (ФНЧ), т. е. фильтры, пропускающие частоты ниже заданной и подавляющие сигналы на других частотах; верхних частот (ФВЧ), пропускающие сигналы на частотах выше заданной и подавляющие сигналы вне этой полосы; полосовые (ПФ), пропускающие сигналы в пределах заданной частоты и подавляющие сигналы вне этой полосы; режекторные (РФ), подавляющие сигналы на частотах в пределах заданной полосы. Частотные характеристики фильтров приведены на рис. 5.25.

К числу основных параметров фильтров относятся полоса пропускания, полоса заграждения, средняя частота, коэффициент затухания в полосе пропускания, коэффициент затухания в полосе заграждения, крутизна частотной характеристики, коэффициент отражения от входа и выхода, форма и размеры сечения линии передачи, в которую включается фильтр.

Синтез фильтров СВЧ сводится к синтезу эквивалентной схемы (широкочастотного прототипа), удовлетворяющей заданной частотной характеристике, и замене сосредоточенных элементов схемы соответствующими эквивалентами на СВЧ.

Эквивалентность каждого звена фильтра СВЧ звену прототипа приводит к тому, что обе системы имеют подобные частотные характеристики. Последовательность операций синтеза прототипа состоит в следующем. Синтез эквивалентной схемы ведут по схе-

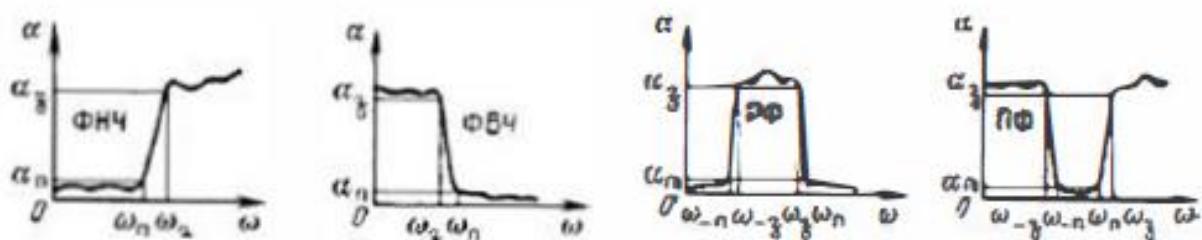
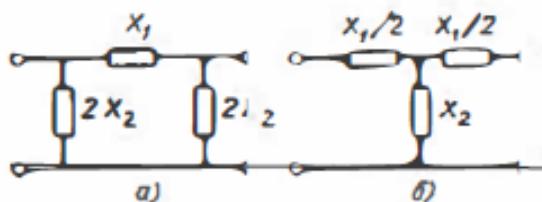


Рис. 5.25. Частотные характеристики фильтров

Рис. 5.26. Схемы четырехполюсников:  
а — П-образная; б — Т-образная



ме П- и Т-образных четырехполюсников (рис. 5.26). Условие прозрачности таких четырехполюсников определяется неравенством

$$-1 \leq X_1/4X_2 \leq 0. \quad (5.31)$$

При этом предполагается, что все элементы имеют реактивный характер, знаки  $X_1$  и  $X_2$  различны и абсолютное значение  $X_2$  больше  $X_1$ . Для расчета задаются граничными частотами, которые определяются соотношениями

$$X_1/4X_2 = -1; \quad X_1/4X_2 = 0 \quad (5.32)$$

и волновым сопротивлением, которое принимается равным сопротивлению нагрузки фильтра:

$$Z_n = Z_h = \sqrt{L/C}, \quad (5.33)$$

где  $L$  и  $C$  — эквивалентные индуктивности и емкости элементов схемы фильтра.

Для улучшения частотных характеристик СВЧ-фильтров их делают из нескольких однотипных звеньев.

При реализации СВЧ-фильтров в качестве элементов, соответствующих емкостям, индуктивностям и резонансным контурам, используют диафрагмы, штыри, резонаторы, отрезки линий передачи различной длины и др. При этом необходимо учитывать следующие особенности СВЧ-элементов:

1) зависимость параметров реактивных элементов от частоты. Например, короткозамкнутый отрезок линии передачи длиной  $l < \lambda/4$  эквивалентен индуктивности, на более высоких частотах длина этого отрезка становится  $l > \lambda/4$ , что эквивалентно емкости. Это приводит к тому, что в диапазоне частот эквивалентная схема фильтра может измениться;

2) в местах соединения реактивных элементов с линией передачи или элементов друг с другом за счет появления волн высшего порядка образуются дополнительные реактивности, которые могут изменять параметры фильтра.

В наиболее распространенных конструкциях фильтров на основе коаксиальных волноводов для реализации последовательных индуктивностей применяются короткие высокоомные отрезки линий передачи, нагруженные на сопротивления значительно меньше волнового. Роль малого сопротивления выполняют утолщения центрального проводника коаксиала, одновременно являющиеся параллельной емкостью.

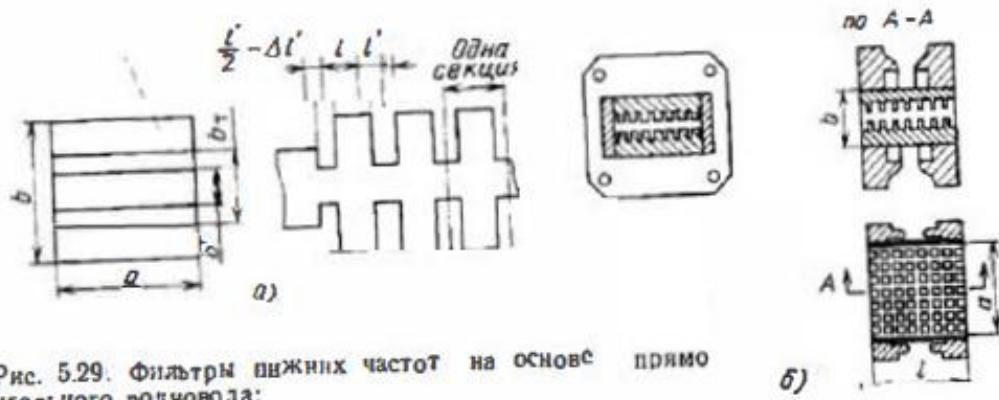


Рис. 5.29. Фильтры низких частот на основе прямоугольного волновода:  
а — рифлевый; б — вафельный

Фильтры верхних частот на основе прямоугольных волноводов, как правило, специально не конструируются, так как волновод сам

является ФВЧ с граничной частотой, равной критической частоте. При желании сместить граничную частоту волновод сужают по широкой стенке.

Фильтры низких частот на базе прямоугольных волноводов создают в виде рифленых (рис. 5.29, а) волноводов с поперечными канавками в широкой стенке или вафельных (рис. 5.29, б) волноводов с дополнительными канавками вдоль широкой стенки.

В качестве полосовых фильтров используют отдельные резонаторы (рис. 5.30, а, б) или каскадное соединение нескольких резонаторов. В последнем случае связь резонаторов может быть непосредственной (рис. 5.30, в, г) или осуществляться через отрезки линий передачи (рис. 5.30, д, е).

При конструировании волноводных фильтров широко используются трансформирующие свойства четвертьволновых отрезков линий передачи. В теории фильтров четвертьволновый отрезок называют инвертором сопротивлений. На рис. 5.31 приведены наиболее распространенные типы возможных инвертирований сопротивлений, где согласно (4.16)  $L' = Z^2_t C$  и  $C' = L/Z^2_t$ .

Применение четвертьволновых связей позволяет создать фильтры на однотипных элементах.

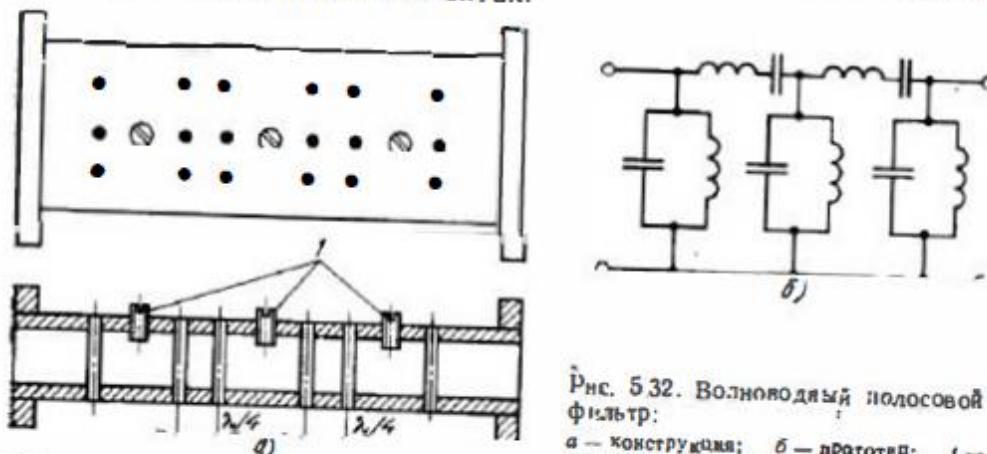
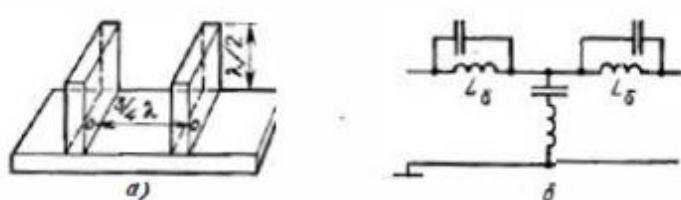


Рис. 5.32. Волноводный полосовой фильтр:  
а — конструкция; б — прототип; 1 — настроочные ёмкостные штыри

Рис. 5.33. Режекторный фильтр:  
а — конструкция; б — прототип



На рис. 5.32,а приведена конструкция полосового фильтра, выполненного на основе прямоугольного волновода с использованием четвертьволновых связей. Параллельный колебательный контур схемы прототипа (рис. 5.32,б) образован системой индуктивных штырей с емкостным подстроенным винтом, последовательный резонансный контур образуется за счет четвертьволновых связей. Такой фильтр позволяет пропускать значительные уровни мощности и чрезвычайно прост в настройке. Недостатком его является значительная длина из-за соединительных отрезков.

В конструкциях режекторных фильтров целесообразно использовать последовательное соединение резонаторов с помощью отрезков длиной, кратной четверти длины волны (рис. 5.33).

Пример практической реализации ФНЧ на МПЛ показан на рис. 3.50, а. Если выбрать длину отрезков, реализующих параллельные емкости ( $l_C$ ) и индуктивности ( $l_L$ ), равной  $0,1\Lambda$ , где  $\Lambda$  — длина волны в линии на частоте  $\omega_0$ , то волновые сопротивления разомкнутых отрезков, аппроксимирующих емкости ФНЧ, равны  $Z_{Cl} = 1,454R_0/g_i$ , а волновые сопротивления отрезков линий, ап-

п-образные, равны  $Z_{Ll} = R_0/g_i$ . Видимо, что для реализации ФНЧ на МПЛ необходимо определить длины отрезков, соответствующих  $l_C$  и  $l_L$ .

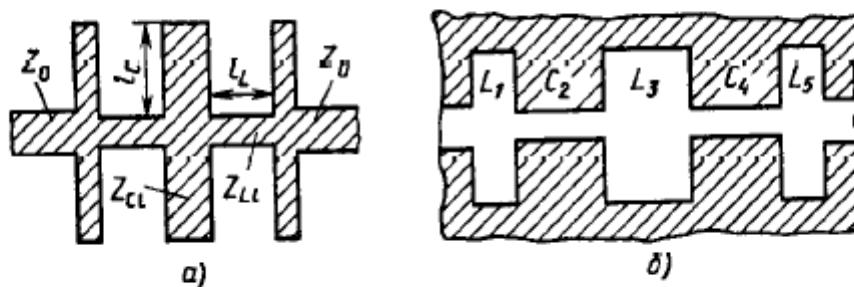
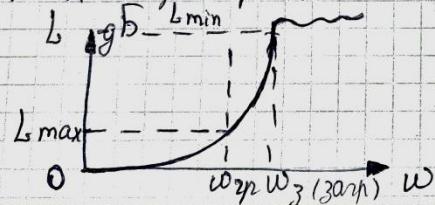


Рис. 3.50. Топология ФНЧ на элементах с распределенными параметрами:  
а — на МПЛ; б — на щелевых линиях

Рівність CBЧ

4 типи фільтрів

1 тип - фільтр нижчих частот (ФНЧ, Low Pass)



$$|T_{II}|^2 = L \text{ (dB loss)} \quad |B|^2 = \frac{1}{S_{21}} \text{ (dB gain)}$$

затухання по магнітному полюсам

L<sub>min</sub> - мін. затухання в початку заслання

L<sub>max</sub> - макс. затухання в початку пропускання

Обознач.



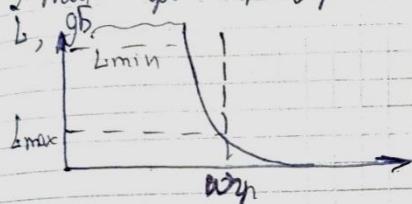
- магн. пропуск, берх - мін.

$$Z_C = j\omega L$$

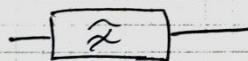
$$\frac{1}{Z_C} = \frac{1}{j\omega L}$$

- змб. оселка

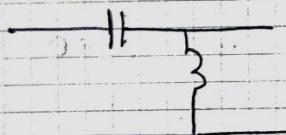
2 тип - фільтр високих частот (ФВЧ, High Pass)



Обознач:

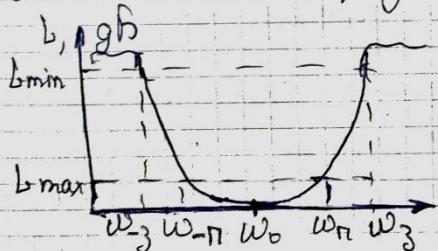


Змб. оселка

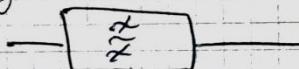


1.

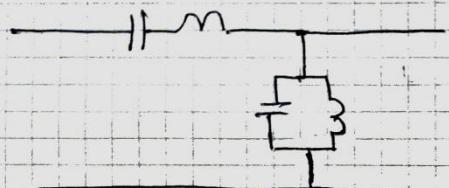
3 тип - Полосово-пропусканнячий фільтр (ПФ, Band Pass)



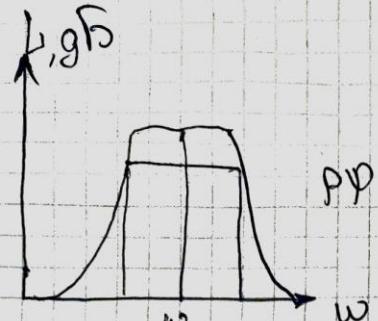
Обознач:



Змб. оселка

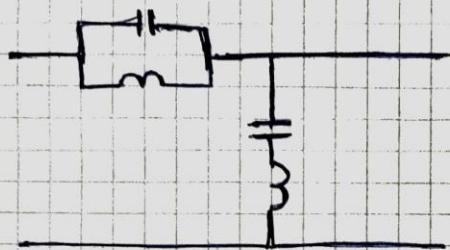
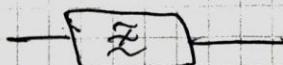


4 тип - резерсивний



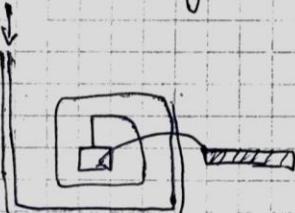
Граф. осесим

Обознач:

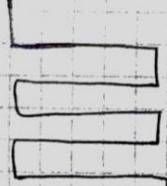


1. Стартовая имп-смб демонстрируем реализую фильтр

~~Блок~~



2-й: шандробае имп-смб



Планарное исполнение

Фонг-но:

~~Блок~~ Чун фонг-но



### 3. Виды аппроксимации АЧХ фильтров. Лестничный прототип. Фильтры с четвертьволновыми связями.

#### § 5.2. ПРОТОТИПЫ ФИЛЬТРОВ С ОПТИМАЛЬНЫМИ ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Фильтры СВЧ обычно имеют вид каскадного соединения ряда звеньев. Звеньями фильтров могут быть резонаторы, шлейфы, отрезки связанных линий передачи и др. Определить требуемые параметры реальных звеньев фильтров по заданной частотной характеристике достаточно трудно. Удобнее начать расчет фильтра с выбора *прототипа*, т. е. некоторой упрощенной схемы замещения, элементы которой могут лишь приближенно соответствовать предполагаемой конструкции фильтра. Прототип должен допускать аналитический расчет номиналов входящих в него элементов по выбранной частотной характеристике ослабления  $L(\Omega)$ , где  $\Omega$  — некоторая нормализованная частота, относящаяся к прототипу. Наиболее распространеными являются прототипы в виде четырехполюсников из сосредоточенных элементов  $L$  и  $C$  (индуктивностей и емкостей).

Рассмотрим, как в прототипе из элементов  $L$  и  $C$  может быть реализована заданная частотная характеристика ФНЧ. Требования к частотной характеристике ФНЧ конкретизированы на рис. 5.2, где показаны два заданных уровня ослабления  $L_1$  и  $L_2$  и две граничные частоты  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ . Задача состоит в создании такой схемы прототипа, в которой при минимальном числе элементов ослабление было не более  $L_1$  в полосе пропускания ( $0—\Omega_1$ ) и не менее  $L_2$  в полосе запирания ( $\Omega_2—\infty$ ).

Процесс создания схемы прототипа начинается с выбора аналитического выражения для функции ослабления. Это выражение должно удовлетворять требованиям физической реализуемости, в частности не должно приводить к схеме четырехполюсника, содержащей отрицательные номиналы элементов  $L$  и  $C$ . Можно показать, что условия физической реализуемости не будут нарушены, если функция ослабления четырехполюсника имеет вид

$$L(\Omega) = 1/|s_{21}(\Omega)|^2 = 1 + [P_1^2(\Omega) + P_2^2(\Omega)]/Q^2(\Omega), \quad (5.1)$$

где  $P_1(x)$ ,  $P_2(x)$  и  $Q(x)$  — некоторые полиномы переменной  $x$ .

Идеальная частотная характеристика ФНЧ должна иметь в по-

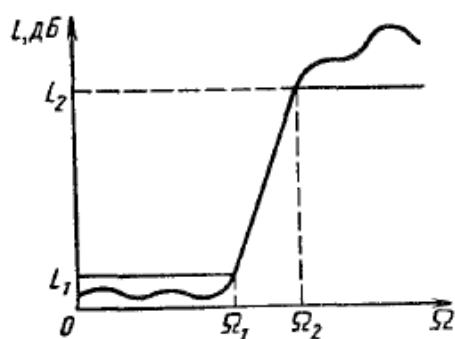


Рис. 5.2. Параметры, определяющие частотную характеристику ФНЧ

лосе пропускания нулевое, а за ее пределами — бесконечное ослабление, т. е. в идеальном фильтре граничные частоты полосы пропускания  $\Omega_1$  и запирания  $\Omega_2$  совпадают и характеристика имеет вертикальный участок. Однако наклон реальной характеристики, определяемый степенью полиномов функции ослабления (5.1), зависит от числа элементов фильтра и при конечном числе элементов получить идеальную характеристику невозможно. Возможны только различные способы аппроксимации характеристики идеального фильтра функцией вида (5.1). Приближение оказывается тем лучшим, чем выше степень полиномов  $P_{1,2}$  и  $Q$ .

Наиболее распространены при синтезе фильтров два способа аппроксимации: максимально плоское приближение и равноколебательное приближение, основанное на применении полиномов Чебышева.

**Максимально плоская частотная характеристика ослабления** ФНЧ имеет аналитическое представление

$$L(\Omega) = 1 + \gamma^2 \Omega^{2n}, \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (5.2)$$

и изображена на рис. 5.3 для  $n=3$  и  $n=4$  (соответственно кривые 1 и 2). Уровень ослабления (дБ) на границе полосы пропускания при  $\Omega_{\text{пр}}=1$  задается величиной  $L_1 = 10 \lg(1 + \gamma^2)$ .

Таким образом, коэффициент  $\gamma$  определяет допустимое ослабление фильтра в полосе пропускания. При  $\Omega > 1$  функция (5.2) неограниченно возрастает с увеличением  $\Omega$  и тем быстрее, чем выше  $n$ . При  $\Omega < 1$  функция (5.2) прижимается к оси  $\Omega$  тем сильнее, чем выше  $n$ .

Фильтры с максимально плоской характеристикой предпочтительны, когда к качеству согласования в полосе пропускания предъявляются жесткие требования, а в полосе запирания не тре-

**Чебышевская частотная характеристика ослабления** ФНЧ имеет следующее аналитическое представление:

$$L(\Omega) = 1 + \gamma^2 T_n^2(\Omega), \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (5.3)$$

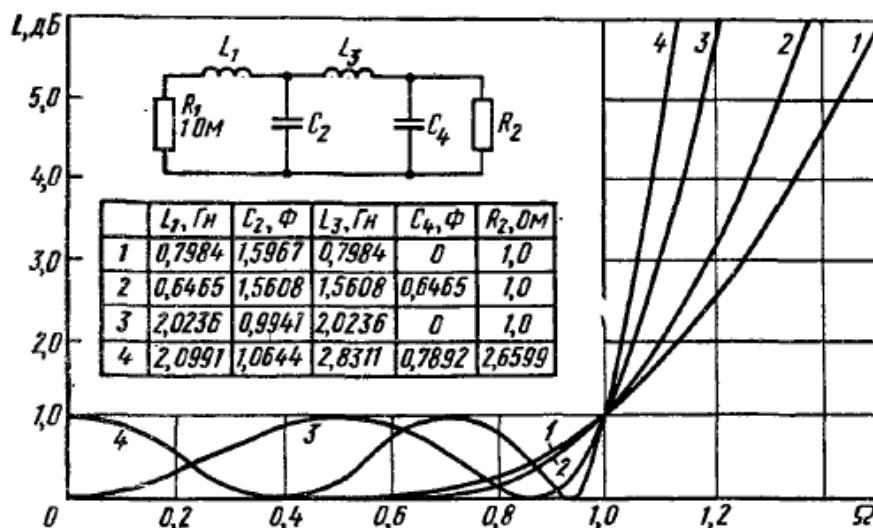


Рис. 5.3. Оптимальные частотные характеристики в НЧ-прототипе «лестничного» фильтра

где  $\gamma$  — вещественный параметр, определяющий уровень ослабления  $L_1 = 10 \lg(1 + \gamma^2)$  в полосе пропускания;  $T_n(\Omega)$  — полином Чебышева первого рода степени  $n$ .

Напомним основные свойства полиномов Чебышева. Полиномы Чебышева первого рода низших степеней имеют вид  $T_0(x) = 1$  и  $T_1(x) = x$ . Полиномы последующих степеней определяются рекуррентным соотношением  $T_{n+1} = 2xT_n - T_{n-1}$ . Эти полиномы характеризуются осциллирующим поведением на интервале  $-1 \leq x \leq 1$ , где изменяют свои значения в пределах  $\pm 1$ . При  $|x| > 1$  абсолютные значения полиномов  $T_n(x)$  резко возрастают.

Главное свойство полиномов Чебышева первого рода состоит в том, что на интервале  $-1 \leq x \leq 1$  они являются наименее уклоняющимися от нуля полиномами степени  $n$ . Любой другой полином степени  $n$  с вещественными коэффициентами и с таким же коэффициентом при старшем члене в некоторых точках интервала  $|x| \leq 1$  будет обязательно принимать значения, по модулю превышающие единицу. Основываясь на этом свойстве полиномов Чебышева, можно утверждать, что частотная характеристика (5.3) обеспечивает наилучшее приближение к идеальной прямоугольной частотной характеристике при фиксированном  $n$ , т. е. при заданном чис-

ле элементов фильтра. Примеры чебышевских частотных характеристик для ФНЧ при  $n=3$  и  $n=4$  показаны на рис. 5.3 (соответственно кривые 3 и 4).

Показатель степени  $n$ , определяющий число элементов в схеме прототипа фильтра, можно найти исходя из требований к частотной характеристике фильтра (см. рис. 5.2). Если ввести обозначения  $L_1 = 10 \lg L_{\text{п}}$ ,  $L_2 = \lg L_{\text{з}}$ , где  $L_{\text{п}}$  и  $L_{\text{з}}$  — необходимые значения функции ослабления на граничных частотах пропускания  $\Omega_1$  и запирания  $\Omega_2$ , то для выбора показателя степени  $n$  в фильтре с максимально плоской характеристикой получаем неравенство

$$n \geq \frac{\lg V(L_{\text{з}} - 1)/(L_{\text{п}} - 1)}{\lg(\Omega_2/\Omega_1)}.$$

В фильтре с чебышевской характеристикой

$$n \geq \frac{\operatorname{arch} V(L_{\text{з}} - 1)/(L_{\text{п}} - 1)}{\operatorname{arch}(\Omega_2/\Omega_1)}.$$

Сопоставляя оценки для  $n$ , убеждаемся, что при одинаковых требованиях к частотной характеристике в чебышевском фильтре требуется меньшее число элементов.

Реализация как максимально плоских, так и чебышевских частотных характеристик осуществляется в так называемой *лестничной* схеме прототипа (рис. 5.3). Алгоритм вычисления номиналов элементов  $L_i$  и  $C_i$  в этой схеме при частотных характеристиках вида (5.2) или (5.3) является довольно громоздким, поэтому на практике пользуются готовыми программами для ЭВМ или справочными таблицами. Оконечные нагрузки в схеме прототипа на рис. 5.3 имеют единичное значение при любых  $n$  для максимально плоской частотной характеристики и при нечетных  $n$  для чебышевской характеристики. При чебышевской частотной характеристике и четном  $n$  на нулевой частоте должно обеспечиваться ослабление  $L_1$  и для создания необходимого коэффициента отражения  $|s_{11}| = \sqrt{V(L_{\text{п}} - 1)/L_{\text{п}}}$  сопротивление одной из нагрузок должно быть отличным от единицы.

В лестничном прототипе полосно-пропускающего фильтра с чередованием последовательных и параллельных резонансных контуров (см. рис. 5.5, б) все резонансные контуры должны вплотную примыкать один к другому, и это создает неудобства при реализации фильтра на СВЧ. Подобный недостаток можно преодолеть с переходом к новому прототипу с четвертьволновыми связями, в котором резонансные контуры включаются в линию передачи на расстоянии  $\lambda_b/4$  один от другого.

Принцип построения фильтров с четвертьволновыми связями основан на эквивалентности двух четырехполюсников: четырехполюсника в виде сосредоточенного последовательного нормированного сопротивления  $\dot{z}$  в разрыве линии передачи и полуволнового отрезка линии передачи с сосредоточенной нормированной проводимостью  $\dot{y} = \dot{z}$ , шунтирующей отрезок в его средней точке (рис. 5.10). Эквивалентность устанавливается сравнением классических матриц передачи четырехполюсников. Представим полуволновый отрезок линии передачи, зашунтированный проводимостью  $\dot{y}$ , в виде каскадного соединения трех элементарных четырехполюсников: отрезка регулярной линии передачи длиной  $\lambda_b/4$ , параллельной проводимости  $\dot{y}$  и второго отрезка длиной  $\lambda_b/4$ . Классическая матрица передачи каскадного соединения

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -\dot{y} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1 & \dot{z} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Отсюда следует, что классические матрицы передачи обоих четырехполюсников совпадают (с точностью до знака). Различие в знаке означает, что фазы выходных напряжений и тока во втором четырехполюснике имеют несущественный дополнительный сдвиг на  $180^\circ$ .

При построении фильтра с четвертьволновыми связями все последовательные контуры прототипа заменяют полуволновыми отрезками линии передачи, шунтированными в серединах параллельными резонансными контурами; при этом схема фильтра принимает вид, показанный на рис. 5.11. Полная эквивалентность постро-

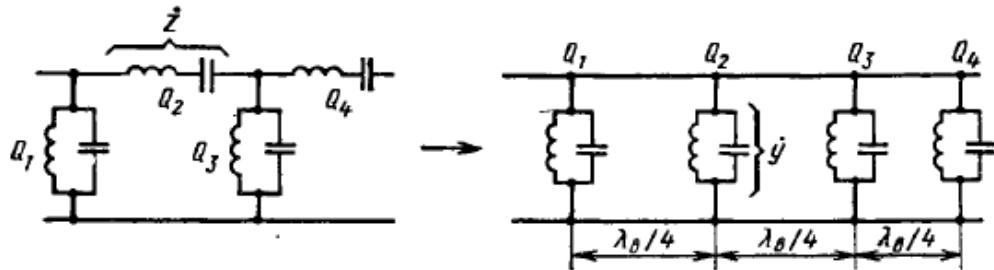
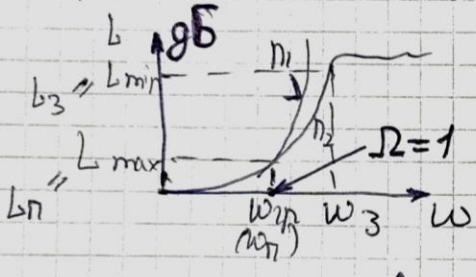


Рис. 5.11. Введение четвертьволновых связей в схему прототипа ППФ

енного таким образом фильтра и его прототипа имеет место лишь на средней частоте, где длина отрезков линий связи равна точно  $\lambda_b/4$ . Вместо разделительных четвертьволновых отрезков можно

1 min AЧХ: максимумы чистые



Для биа:

макс.  $\rightarrow 0$

степеньность ФЧХ

$$|T_{11}|^2 = 1 + \gamma^2 \Omega^{2n}$$

$n$ -члено элеменитов (или резонанс), беззатухающих колебаний, гасят перв.

$$b_{\max} = 1 + \gamma^2 \frac{b}{w_{2n}} \text{ (коэффициент для первого члена сопротивления)}$$

Фильтр-прототип — многогратомичная система, которая имеет максимум еще АЧХ, как и требуемая система.

При выборе  $n$  ограничено из областю возмож. сопр-ки

(от  $w_{2n}$  до  $w_3$ ):

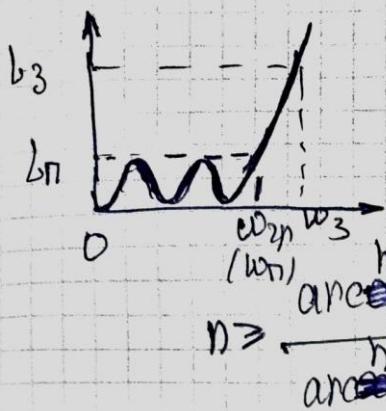
$$n \geq \frac{\lg \sqrt{\frac{b_3 - 1}{b_{\max} - 1}}}{\lg \frac{w_3}{w_{2n}}}$$

2 min — Чебышевская сопр-ка

$$|T_{11}|^2 = 1 + \gamma^2 T_n^2(\Omega)$$

коэффициент Чебышева

$$T_n = \sqrt{n} \cos(n \arccos \Omega)$$



Для биа:

Две квад. пред-ки имеют вид-ов

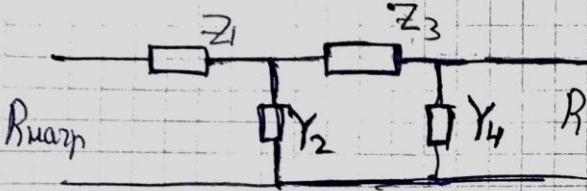
круга (коэффициент длины к прямой.)

тогда: ФЧХ нелинейна

$$n \geq \frac{\arcsin \sqrt{\frac{b_3 - 1}{b_{\max} - 1}}}{\arcsin \frac{w_3}{w_{2n}}}$$

Базис Фильтров пропускнов:

1. Лестничная схема

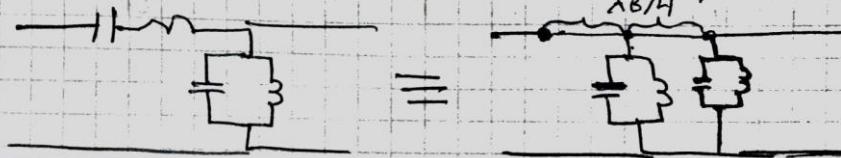


$$\text{ФНЧ: } Z_1 = j \frac{\omega L}{R}$$

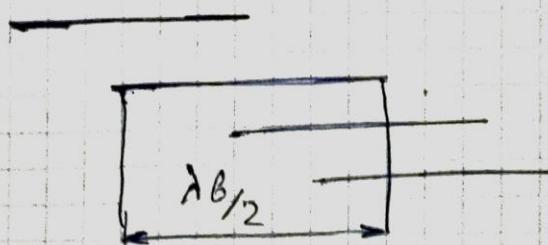
реальная инд-стъ  
 $L_{\text{реал}} = \frac{L_{\text{прим}} R}{\omega_{2n}}$

$$Y_2 = j \omega C \rightarrow C_{\text{реал}} = \frac{C_{\text{прим}}}{\omega_{2n} \cdot R}$$

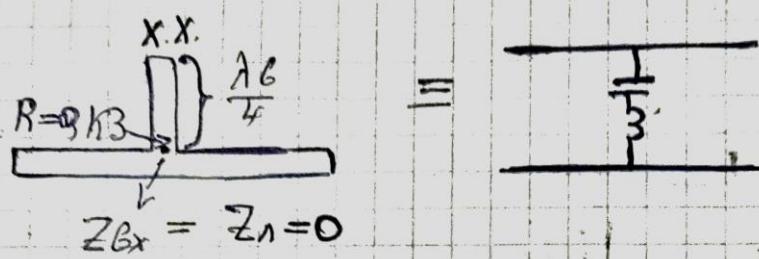
II 2 схема фильтра-пропуска - с четвертьволновыми связями.



Пр-р реальз. Ф-р на пасущ. лнз-ах



на 4-пмбум. лнз-ах



#### 4. Ферритовые вентили с использованием эффекта Фарадея.

Феррит — магнитодиэлектрический материал ( $\epsilon_r=5-16$ ,  $\operatorname{tg}\delta=10^{-2} \div 10^{-3}$ ) с кристаллической структурой, обладающий гиromагнитными свойствами, обусловленными особым поведением электронов в атомах кристаллической решетки. Различают три разновидности кристаллических структур ферритов: структуру *шпинели* с формулой  $\text{Me}^{\text{II}}\text{O}\cdot\text{Fe}_2\text{O}_3$ , где  $\text{Me}^{\text{II}}$  — ион двухвалентного металла (Ni, Mn, Cu, Co, Mg и др.), структуру *граната* ( $3\text{Y}_2\text{O}_3\cdot 5\text{Fe}_2\text{O}_3$  — железоиттриевый гранат) и *гексагональную* структуру. Ферриты могут быть поликристаллическими и монокристаллическими. Производство поликристаллических ферритов осуществляют по технологии, характерной для керамики: смесь оксидов с пластификатором формуют в полуфабрикаты, которые затем обжигают при температуре  $1000-1400^\circ\text{C}$ . Ферритовые монокристаллы выращивают по технологии, сходной с технологией изготовления полупроводниковых материалов. Наиболее часто применяются образцы ферритов в форме стержней круглой или прямоугольной формы, пластинок и дисков, а также отполированных сфер небольшого диаметра (около 1 мм) из монокристаллов.

В ферритовых устройствах СВЧ используются *гиромагнитные свойства*, проявляющиеся при одновременном воздействии на ферритовый образец постоянного и высокочастотного магнитных полей. При таком воздействии связь высокочастотных векторов напряженности магнитного поля  $\mathbf{H}_{\text{вЧ}}$  и магнитной индукции  $\mathbf{B}_{\text{вЧ}}$  приобретает сложный характер, описываемый тензором магнитной проницаемости ( $\mu$ ). Если ориентировать постоянное подмагничивающее поле  $\mathbf{H}_0$  вдоль оси  $z$  декартовой системы координат, эта связь принимает вид

$$\mathbf{B}_{\text{вЧ}} = (\mu) \mathbf{H}_{\text{вЧ}}, \quad (\mu) = \begin{bmatrix} \hat{\mu} & -jk & 0 \\ jk & \hat{\mu} & 0 \\ 0 & 0 & \hat{\mu}_0 \end{bmatrix}.$$

Компоненты тензора  $\hat{\mu}=\hat{\mu}'+j\hat{\mu}''$  и  $k=k'+jk''$  являются комплексными величинами, и их зависимости от напряженности подмаг-

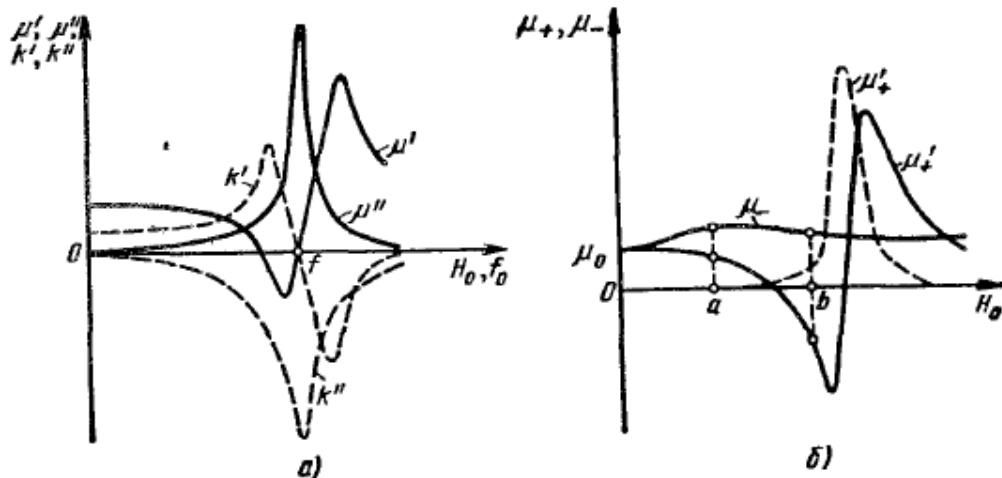


Рис. 6.14. Зависимость параметров феррита от поля подмагнитивания:  
а — компонентов тензора  $(\mu)$ ; б — проницаемостей  $\mu_+$  и  $\mu_-$  для полей вращающейся поляризации

ничивающего поля (или от частоты гиромагнитного резонанса  $f_0$ ) имеют резонансный характер (рис. 6.14, а). Частота  $f_0$  носит название лармовой частоты и определяется известным соотношением  $f_0 = \gamma H_0$ , где  $\gamma \approx 3,5 \cdot 10^{-2} \frac{\text{МГц}}{\text{А/м}}$  — гиромагнитное отношение электрона, т. е. отношение его магнитного и механического моментов.

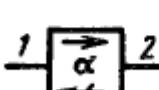
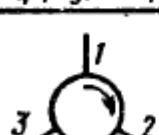
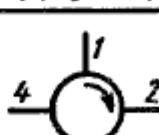
Остроту резонанса принято характеризовать шириной линии гиромагнитного резонанса  $\Delta H$ , представляющей ширину кривой  $\mu''(H_0)$  по уровню 0,5 от максимального значения. В зависимости от марки феррита  $\Delta H$  может изменяться в широких пределах.

Вследствие тензорного характера магнитной проницаемости безгранична ферритовая среда оказывает различное воздействие на электромагнитные волны правой и левой круговой поляризации, распространяющиеся вдоль направления подмагничивающего поля. Как известно из электродинамики, для каждой из этих волн феррит ведет себя как изотропная среда, магнитная проницаемость которой зависит от направления вращения вектора поляризации волн.

Для правополяризованной волны (вектор  $H_{\text{вч}}$  вращается по часовой стрелке для наблюдателя, смотрящего по полю  $H_0$ ) магнитная проницаемость  $\mu_+ = \mu' + j\mu''$  имеет резонансный характер и минимая составляющая  $\mu''_+$ , учитывая потерю в феррите, максимальна при резонансе. Резонансный характер функции  $\mu_+(H_0)$  обусловлен тем, что направление вращения возбуждающего магнитного поля совпадает с направлением прецессии магнитных моментов электронов. Для левополяризованной волны направления вращения магнитного поля и прецессии электронов противоположны, поэтому резонанс невозможен и магнитная проницаемость  $\mu_-$  изменяется в зависимости от подмагничивающего поля плавно. Характерное поведение проницаемостей  $\mu_+(H_0)$  и  $\mu_-(H_0)$  показано на рис. 6.14, б.

Устройства СВЧ с ферритами могут быть разделены на две группы. В первую группу выделяют *невзаимные устройства* — вентили, гираторы и циркуляторы, условные графические обозначения и идеальные матрицы рассеяния которых приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Вентиль	Гиратор	Б-полюсный циркулятор	В-полюсный циркулятор
 $\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{bmatrix}$	 $\begin{bmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{j(\varphi \pm \pi)} & 0 \end{bmatrix}$	 $e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	 $e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

**Вентиль** — четырехполюсник, пропускающий волну в одном направлении почти без отражения и без ослабления, но поглощающий волну, распространяющуюся в противоположном направлении. Вентили применяются для защиты генераторов СВЧ от изменений сопротивления нагрузки, для построения развязывающих цепей, в качестве элементов измерительных установок.

**Гиратор** — невзаимный фазосдвигатель (т. е. нерегулируемый фазовращатель), фазы коэффициентов передачи которого в прямом и обратном направлениях различаются на  $180^\circ$ . Гираторы применяются как базовые элементы в более сложных невзаимных устройствах.

**Циркулятор** — согласованный недиссилативный невзаимный многополюсник, в котором передача мощности происходит в одном направлении с входа 1 на вход 2, с входа 2 на вход 3 и т. д. Чаще других применяются 6-полюсные и 8-полюсные циркуляторы, например для одновременного использования общей антенны на передачу и на прием; они используются также в параметрических усилителях, схемах сложения мощностей генераторов и т. д.

Во вторую группу ферритовых устройств выделяют *управляющие устройства* — фазовращатели, выключатели, коммутаторы, перестраиваемые фильтры. Изменение характеристик таких устройств производится регулированием или переключением тока в управляющих обмотках. Существуют также ферритовые устройства с *магнитной памятью*, перестройка которых производится подачей одиночных импульсов тока в управляющие обмотки. Подавляющее большинство ферритовых устройств предназначено для сантиметрового диапазона длин волн. Использование ферритов на миллиметровых волнах также возможно, однако связано с трудностями получения нужных параметров ферритовых материалов и сложностью создания сильных управляющих магнитных полей повышенной напряженности. Основными достоинствами ферритовых устройств являются возможность работы при высоких уровнях мощности и нечувствительность к кратковременным перегрузкам. Недостатки вызваны зависимостью характеристик ферритовых образцов от температуры и трудностями получения высокого быстродействия из-за инерционности управляющих магнитных систем.

---

**Устройства на основе эффекта Фарадея.** Эффектом Фарадея называют явление поворота плоскости поляризации линейно поляризованной волны при ее распространении в гиротропной среде. Эффект Фарадея наблюдается при совпадении направления распространения волны с направлением поля подмагничивания. Известно, что линейно поляризованная электромагнитная волна может быть представлена суммой двух волн круговой поляризации с противоположными направлениями вращения. Для каждой из этих волн феррит представляет изотропную среду с магнитными проницаемостями  $\mu_+$  и  $\mu_-$ . В подмагнченном феррите волны с круговой поляризацией имеют различные коэффициенты фазы  $\beta_+ = \omega \sqrt{\epsilon \mu_+}$  и  $\beta_- = \omega \sqrt{\epsilon \mu_-}$ , причем  $\mu_+ < \mu_-$  и  $\beta_+ < \beta_-$  (точка *a* на рис. 6.14, б). При прохождении участка феррита длиной *l* фазовые набеги волн с круговой поляризацией  $\beta_+ l$  и  $\beta_- l$  различны, вследствие чего линейно поляризованный вектор напряженности суммарного поля *E* на выходе участка феррита окажется повернутым на угол  $\theta = (\beta_- - \beta_+) l / 2$  по часовой стрелке, если смотреть по направлению силовых линий поля подмагничивания *H<sub>0</sub>*. Важно заметить, что угол поворота плоскости поляризации  $\theta$  не зависит от направления распространения волны (по вектору *H<sub>0</sub>* или против него) и именно этим объясняется невзаимность эффекта Фарадея. Эффект Фарадея успешно используют в вентилях и циркуляторах на основе круглого или квадратного волноводов, пропускающих волны с любой поляризацией.

Вентиль на эффекте Фарадея (рис. 6.15, а) состоит из отрезка круглого волновода с ферритовым стержнем *1*, расположенным по оси, и внешнего соленоида *4*, создающего продольное поле подмагничивания. С обеих сторон круглый волновод оканчивается плавными переходами *2* к прямоугольным волноводам. Внутри переходов параллельно широким стенкам входного и выходного волноводов установлены поглощающие пластины *3*.

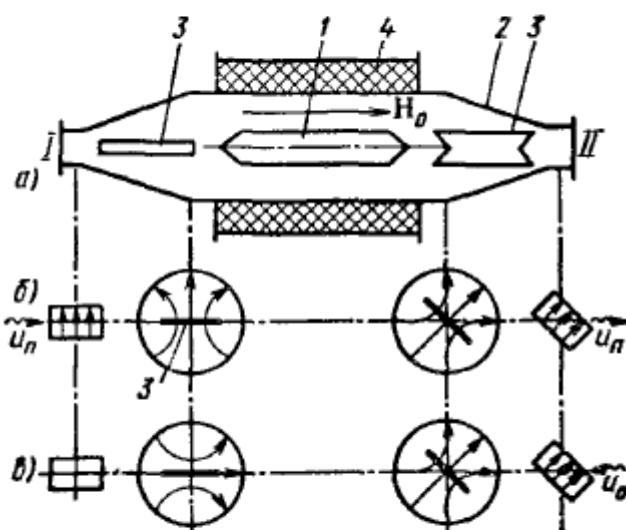


Рис. 6.15. Вентиль на эффекте Фарадея в круглом волноводе

часовой стрелке и прошедшая волна без потерь попадает в выходной волновод, узкие стенки которого оказываются параллельными вектору *E* (рис. 6.15, б). Для уменьшения отражений концы ферритового стержня и поглощающих пластин имеют скосы.

Входной волновод *I* имеет широкую стенку, параллельную широкой стенке выходного волновода *II*. Поглощающие пластины *3* установлены вдоль широкой стены. Выходной волновод *II* повернут по отношению к входному на угол  $45^\circ$ . Падающая волна *u<sub>p</sub>*, поданная на вход *I*, не испытывая ослабления в поглощающей пластине, преобразуется в волну *H<sub>11</sub>* круглого волновода. Диаметр и длина ферритового стержня и напряженность подмагничивающего поля выбраны так, что плоскость поляризации волны после прохождения образца феррита поворачивается на  $45^\circ$  по

Отраженная волна  $u_0$ , поступающая на вход  $I$  (рис. 6.15, в), без ослабления преобразуется в волну  $H_{11}$  круглого волновода. После прохождения ферритового образца плоскость поляризации поворачивается по часовой стрелке на  $45^\circ$  (направление поворота плоскости поляризации при эффекте Фарадея не зависит от направления распространения волны и определяется только направлением поля подмагничивания). На выходе участка с ферритом вектор  $E$  оказывается параллельным широким стенкам волновода на входе  $I$  и поглощающей пластине  $3$ . На входе  $I$  отраженная волна  $u_0$  не проходит, и вся переносимая ею мощность рассеивается в поглощающей пластине. Таким образом, устройство в идеале обладает свойствами вентиля с матрицей рассеяния  $S$ , приведенной в табл. 6.1.

То же самое из другого учебника (мб кому-то это понравится больше):

**Вентиль, основанный на эффекте Фарадея** (рис. 5.39), представляет собой круглый волновод, вдоль оси которого расположены тонкий ферритовый стержень, намагниченный в продольном направлении постоянным магнитным полем  $H_0$ . Напряженность магнитного поля  $H_0$  ниже резонансной  $H_{рез}$ . На входе вентиля расположена поглощающая пластина. Если в волноводе распространяется волна типа  $H_{11}$  с поляризацией, показанной на рис. 5.39, а, поглощающая пластина создаст минимальные потери для волны, поступающей со стороны входа вентиля. За счет эффекта Фарадея плоскость поляризации волны на выходе вентиля поворачивается на  $45^\circ$  (при соответствующем подборе длины и диаметра ферритового стержня). Плоскость поляризации волны обратного направления поворачивается в ту же сторону еще на  $45^\circ$ . В результате электрическое поле отраженной волны (рис. 5.39, б) оказывается параллельным плоскости поглощающей пластины. Отраженная волна практически полностью поглощается.

Достоинством ферритовых устройств, основанных на использовании эффекта Фарадея, является малая величина намагничивающего поля  $H_0$ . Полоса рабочих частот таких устройств составляет  $15 \dots 20\%$ . Недостатки — сложность и громоздкость конструкции.

**Коаксиальные вентили.** Особенностью конструкций вентилей для коаксиальных волноволов является необходимость искажения Т-волны таким образом, чтобы в ней наряду с поперечной составляющей появилась продольная составляющая магнитного поля  $H_z$  и результирующий вектор  $H$  был бы поляризован по кругу.

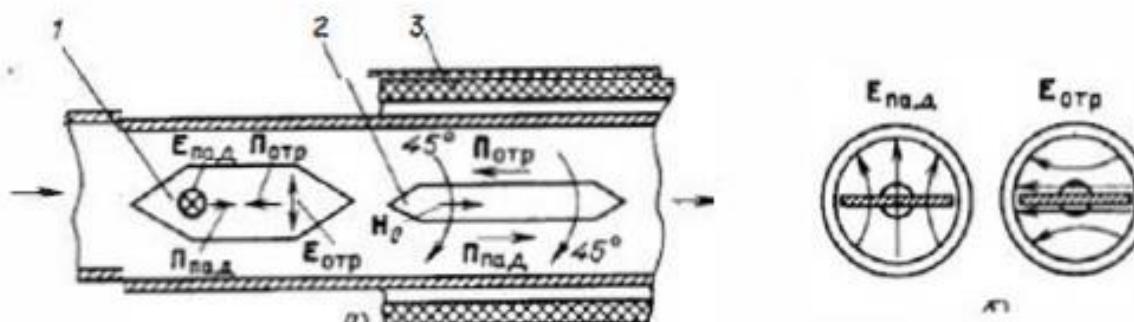
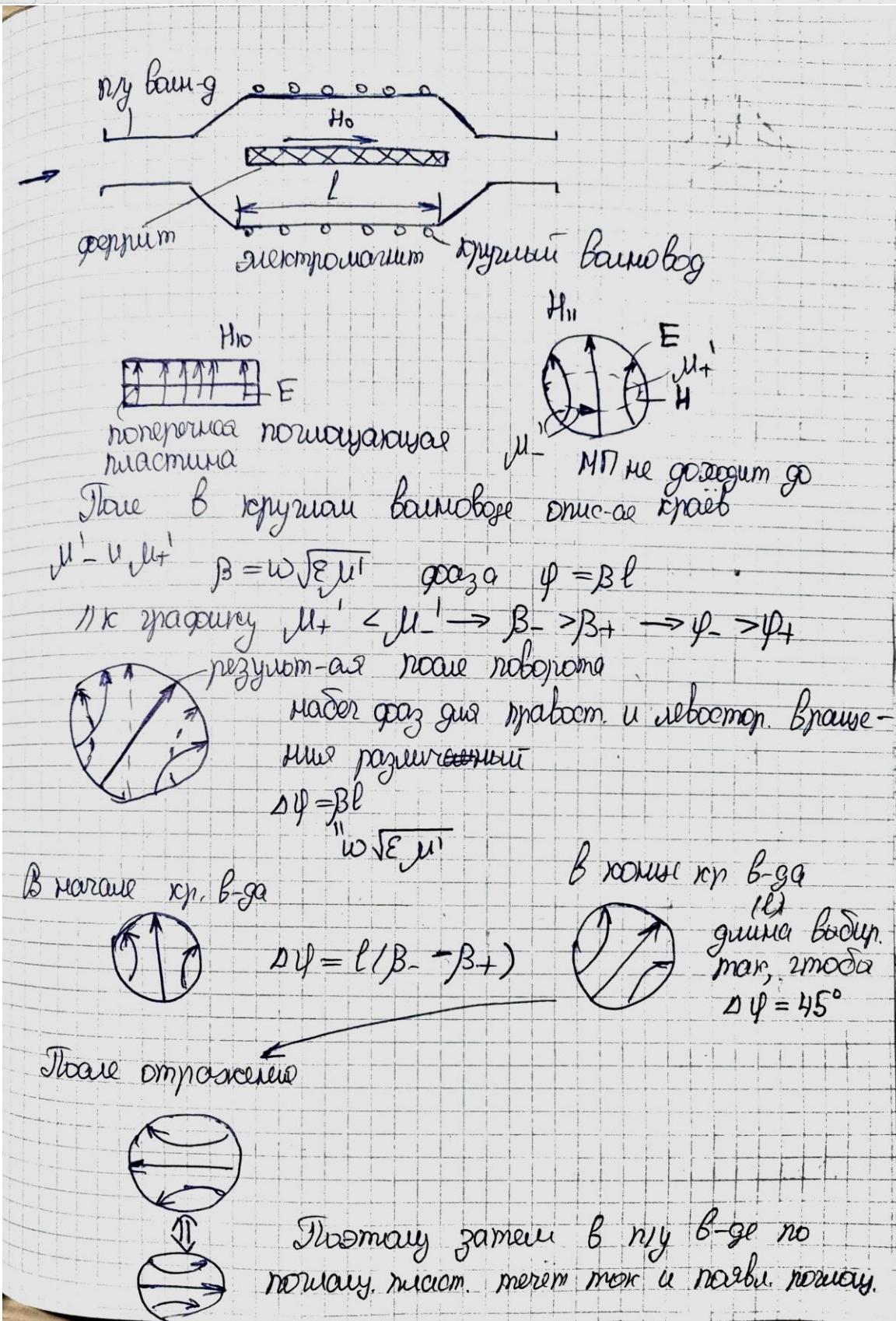


Рис. 5.39. Вентиль на эффекте Фарадея:

а — элементы конструкции; б — распределение электрического поля на входе вентиля:  
1 — поглощающая пластина; 2 — феррит; 3 — намагничивающая обмотка

### 3. Вентили на звуковом фильтре

! В СВЧ поглощать поляризации проходит через вектор напр. ЭП и напр. распределение //распространение на базе круглого волновода с подложкой.



## 5. Ферромагнитный резонанс. Резонансные вентили.

Феррит — магнитодиэлектрический материал ( $\epsilon_r=5-16$ ,  $\operatorname{tg}\delta=10^{-2} \div 10^{-3}$ ) с кристаллической структурой, обладающий гиromагнитными свойствами, обусловленными особым поведением электронов в атомах кристаллической решетки. Различают три разновидности кристаллических структур ферритов: структуру *шпинели* с формулой  $\text{Me}^{\text{II}}\text{O}\cdot\text{Fe}_2\text{O}_3$ , где  $\text{Me}^{\text{II}}$  — ион двухвалентного металла (Ni, Mn, Cu, Co, Mg и др.), структуру *граната* ( $3\text{Y}_2\text{O}_3\cdot 5\text{Fe}_2\text{O}_3$  — железоизотриевый гранат) и *гексагональную* структуру. Ферриты могут быть поликристаллическими и монокристаллическими. Производство поликристаллических ферритов осуществляют по технологии, характерной для керамики: смесь оксидов с пластификатором формуют в полуфабрикаты, которые затем обжигают при температуре 1000—1400°C. Ферритовые монокристаллы выращивают по технологии, сходной с технологией изготовления полупроводниковых материалов. Наиболее часто применяются образцы ферритов в форме стержней круглой или прямоугольной формы, пластинок и дисков, а также отполированных сфер небольшого диаметра (около 1 мм) из монокристаллов.

В ферритовых устройствах СВЧ используются *гиromагнитные свойства*, проявляющиеся при одновременном воздействии на ферритовый образец постоянного и высокочастотного магнитных полей. При таком воздействии связь высокочастотных векторов напряженности магнитного поля  $\mathbf{H}_{\text{вЧ}}$  и магнитной индукции  $\mathbf{B}_{\text{вЧ}}$  приобретает сложный характер, описываемый тензором магнитной проницаемости ( $\mu$ ). Если ориентировать постоянное подмагничивающее поле  $\mathbf{H}_0$  вдоль оси  $z$  декартовой системы координат, эта связь принимает вид

$$\mathbf{B}_{\text{вЧ}} = (\mu) \mathbf{H}_{\text{вЧ}}, \quad (\mu) = \begin{bmatrix} \dot{\mu} & -jk & 0 \\ jk & \dot{\mu} & 0 \\ 0 & 0 & \dot{\mu}_0 \end{bmatrix}.$$

Компоненты тензора  $\dot{\mu}=\mu'+j\mu''$  и  $k=k'+jk''$  являются комплексными величинами, и их зависимости от напряженности подмаг-

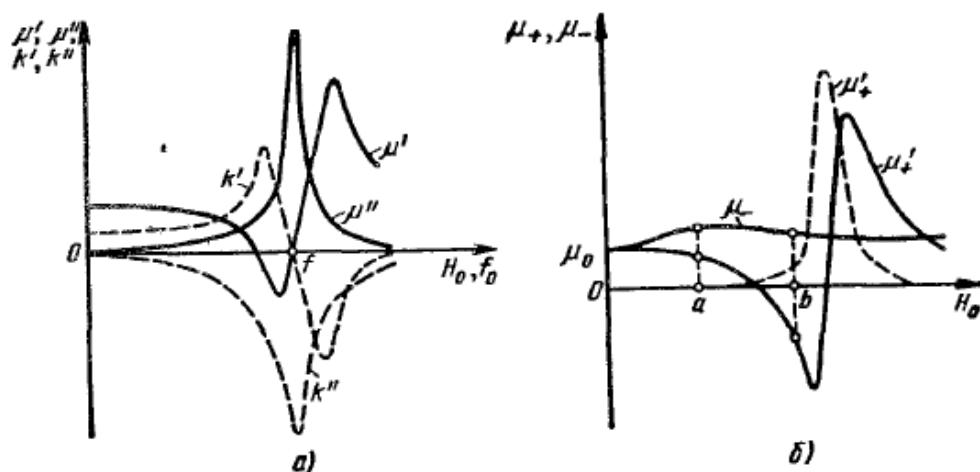


Рис. 6.14. Зависимость параметров феррита от поля подмагничивания:  
а — компонентов тензора ( $\mu$ ); б — проницаемостей  $\mu_+$  и  $\mu_-$  для полей врачающейся поляризации

ничивающего поля (или от частоты гиромагнитного резонанса  $f_0$ ) имеют резонансный характер (рис. 6.14, а). Частота  $f_0$  носит название лармовой частоты и определяется известным соотношением  $f_0 = \gamma H_0$ , где  $\gamma \approx 3,5 \cdot 10^{-2} \frac{\text{МГц}}{\text{А/м}}$  — гиромагнитное отношение электрона, т. е. отношение его магнитного и механического моментов.

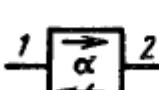
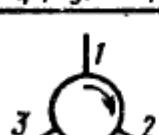
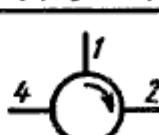
Остроту резонанса принято характеризовать шириной линии гиромагнитного резонанса  $\Delta H$ , представляющей ширину кривой  $\mu''(H_0)$  по уровню 0,5 от максимального значения. В зависимости от марки феррита  $\Delta H$  может изменяться в широких пределах.

Вследствие тензорного характера магнитной проницаемости безгранична ферритовая среда оказывает различное воздействие на электромагнитные волны правой и левой круговой поляризации, распространяющиеся вдоль направления подмагничивающего поля. Как известно из электродинамики, для каждой из этих волн феррит ведет себя как изотропная среда, магнитная проницаемость которой зависит от направления вращения вектора поляризации волн.

Для правополяризованной волны (вектор  $H_{\text{вч}}$  вращается по часовой стрелке для наблюдателя, смотрящего по полю  $H_0$ ) магнитная проницаемость  $\mu_+ = \mu' + j\mu''$  имеет резонансный характер и минимая составляющая  $\mu''_+$ , учитывая потерю в феррите, максимальна при резонансе. Резонансный характер функции  $\mu_+(H_0)$  обусловлен тем, что направление вращения возбуждающего магнитного поля совпадает с направлением прецессии магнитных моментов электронов. Для левополяризованной волны направления вращения магнитного поля и прецессии электронов противоположны, поэтому резонанс невозможен и магнитная проницаемость  $\mu_-$  изменяется в зависимости от подмагничивающего поля плавно. Характерное поведение проницаемостей  $\mu_+(H_0)$  и  $\mu_-(H_0)$  показано на рис. 6.14, б.

Устройства СВЧ с ферритами могут быть разделены на две группы. В первую группу выделяют *невзаимные устройства* — вентили, гираторы и циркуляторы, условные графические обозначения и идеальные матрицы рассеяния которых приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Вентиль	Гиратор	Б-полюсный циркулятор	В-полюсный циркулятор
 $\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{bmatrix}$	 $\begin{bmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{j(\varphi \pm \pi)} & 0 \end{bmatrix}$	 $e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	 $e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

**Вентиль** — четырехполюсник, пропускающий волну в одном направлении почти без отражения и без ослабления, но поглощающий волну, распространяющуюся в противоположном направлении. Вентили применяются для защиты генераторов СВЧ от изменений сопротивления нагрузки, для построения развязывающих цепей, в качестве элементов измерительных установок.

**Гиратор** — невзаимный фазосдвигатель (т. е. нерегулируемый фазовращатель), фазы коэффициентов передачи которого в прямом и обратном направлениях различаются на  $180^\circ$ . Гираторы применяются как базовые элементы в более сложных невзаимных устройствах.

**Циркулятор** — согласованный недиссилативный невзаимный многополюсник, в котором передача мощности происходит в одном направлении с входа 1 на вход 2, с входа 2 на вход 3 и т. д. Чаще других применяются 6-полюсные и 8-полюсные циркуляторы, например для одновременного использования общей антенны на передачу и на прием; они используются также в параметрических усилителях, схемах сложения мощностей генераторов и т. д.

Во вторую группу ферритовых устройств выделяют *управляющие устройства* — фазовращатели, выключатели, коммутаторы, перестраиваемые фильтры. Изменение характеристик таких устройств производится регулированием или переключением тока в управляющих обмотках. Существуют также ферритовые устройства с *магнитной памятью*, перестройка которых производится подачей одиночных импульсов тока в управляющие обмотки. Подавляющее большинство ферритовых устройств предназначено для сантиметрового диапазона длин волн. Использование ферритов на миллиметровых волнах также возможно, однако связано с трудностями получения нужных параметров ферритовых материалов и сложностью создания сильных управляющих магнитных полей повышенной напряженности. Основными достоинствами ферритовых устройств являются возможность работы при высоких уровнях мощности и нечувствительность к кратковременным перегрузкам. Недостатки вызваны зависимостью характеристик ферритовых образцов от температуры и трудностями получения высокого быстродействия из-за инерционности управляющих магнитных систем.

---

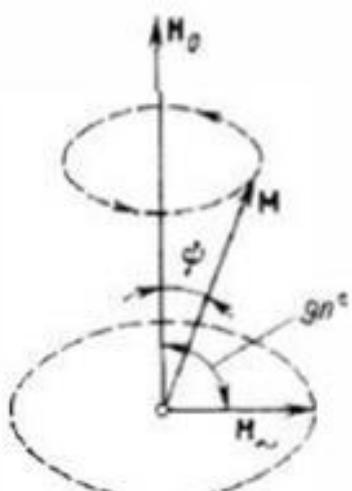


Рис. 5.35. Пресессия магнитного момента электрона в постоянном магнитном поле

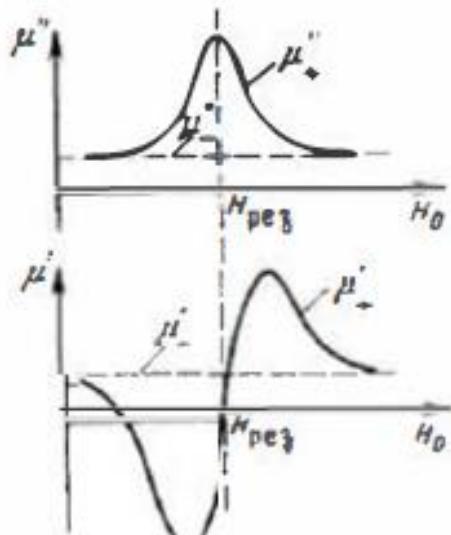
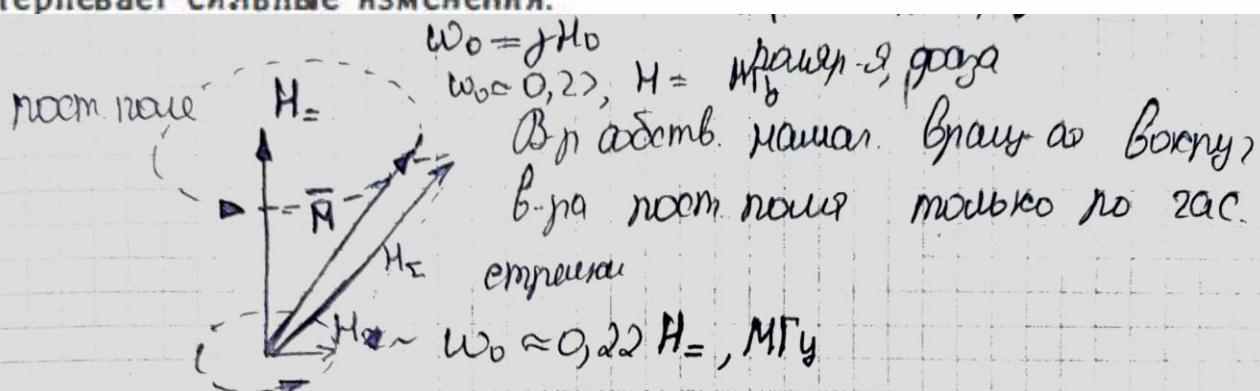


Рис. 5.36. Характер зависимости активной и реактивной составляющих магнитной проницаемости феррита для волн с левой и правой круговой поляризацией от напряженности магнитного поля

144

На рис. 5.36 показано изменение относительной магнитной проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого (положительного)  $\mu_+$  и левого (отрицательного)  $\mu_-$  направлений вращения в зависимости от напряженности постоянного магнитного поля  $H_0$  при неизменной частоте  $\omega$ . Из рис. 5.36 видно, что значение минимум части магнитной проницаемости  $\mu_+$  для волн с положительным направлением вращения в точке  $H_0 = H_{\text{рез}}$  резко возрастает, что указывает на увеличение потерь энергии в феррите. Зависимость потерь от  $H_0$  носит резонансный характер, в связи с чем рассмотренное явление называют **ферромагнитным резонансом**. Значение действительной части магнитной проницаемости для волн положительного направления вращения (см. рис. 5.36) также претерпевает сильные изменения.



Условие ферромагнитного резонанса:

1. Вр. 1 в-ра, в-ра перен. полярн. 1 в-ра пост. полярн.
2. макс. вращ. перен. полярн.  $H_0$  по час. стремл.
3.  $\omega_{\text{вр.}} = \omega_0$ , правошток,  $\omega_0$  - обобщ. частота вращ.

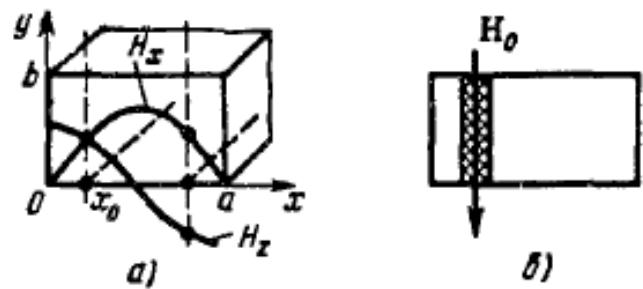


Рис. 6.16. К объяснению эффекта вращения магнитного поля в прямоугольном волноводе:

*a* — распределения компонентов  $H_z$  и  $H_x$ ;  
*b* — установка ферритовой пластины в область вращающегося вектора  $\mathbf{H}$

### Устройства с поперечно-подмагниченными ферритами. В прямоугольном волноводе с волной $H_{10}$

имеются две плоскости, параллельные узким стенкам волновода, в которых магнитное поле распространяющейся бегущей волны имеет круговую поляризацию. Действительно, составляющие магнитного поля волны  $H_{10}$  записываются в виде

$$\dot{H}_x = j \frac{H_A \beta a}{\pi} \sin \left( \frac{\pi x}{a} \right) e^{-j\beta z}, \quad \dot{H}_z = H_A \cos \left( \frac{\pi x}{a} \right) e^{-j\beta z},$$

где  $\beta = 2\pi/\lambda_v$  — коэффициент фазы. Равенство амплитуд составляющих  $\dot{H}_x$  и  $\dot{H}_z$  и круговое вращение вектора  $\mathbf{H}$  суммарного магнитного поля, вокруг направлений, параллельных оси  $y$ , получаются в продольных плоскостях при  $x=x_0$  и  $x=a-x_0$ , где  $x_0 = (a/\pi) \operatorname{arctg}[\lambda_v/(2a)]$ . На рис. 6.16, *a* плоскости круговой поляризации вектора  $\mathbf{H}$  отмечены пунктирными линиями. Направления вращения вектора  $\mathbf{H}$  зависят от направления распространения волны в волноводе и противоположны на участках, лежащих по разные стороны от средней линии волновода.

Если в прямоугольном волноводе на участке с вращающимся полем  $\mathbf{H}$  поместить продольную ферритовую пластину и создать поперечное поле подмагничивания  $H_0$  (рис. 6.16 *b*), то феррит будет оказывать на волны в волноводе такое же влияние, какое оказывает образец изотропного магнитодиэлектрика, магнитная проницаемость которого различна для волн, распространяющихся в противоположных направлениях (см. графики для  $\mu_+$  и  $\mu_-$  на рис. 6.14, *b*).

В вентиле с резонансным поглощением на прямоугольном волноводе (рис. 6.17, а) используется поперечно-намагниченная ферритовая вставка 1, расположенная в области волновода с вращающимся вектором **H**. Поперечное поле подмагничивания создают постоянным магнитом 2, причем напряженность поля подбирают равной напряженности поля гиromагнитного резонанса для правополяризованной волны. При прохождении через вентиль падающей

волны по волноводу на феррит действует вектор **H** с левым вращением относительно поля подмагничивания и волна распространяется с небольшим затуханием. При прохождении отраженной волны на феррит действует правовращающийся вектор **H** и волна интенсивно затухает из-за больших потерь в феррите при гиromагнитном резонансе. Существует два варианта расположения ферритовых пластин в резонансных вентилях. При размещении в плоскости **E** (рис. 6.17, б) требуется менее сильное магнитное поле, чем при размещении в плоскости **H**, которое применяют в вентилях повышенной мощности, так как здесь обеспечивается лучший теплоотвод и снижается опасность электрического пробоя.

Поле подмагничивания, обеспечивающее гиromагнитный резонанс, и требуемое положение ферритовой пластины зависят от частоты, что ограничивает рабочую полосу частот вентиля. Расширить полосу частот резонансного вентиля удается, используя диэлектрическую пластину 3, скрепленную с образцом феррита. Диэлектрик способствует сохранению в полосе частот условий вращения вектора **H** в зоне расположения феррита.

То же самое из другого учебника:

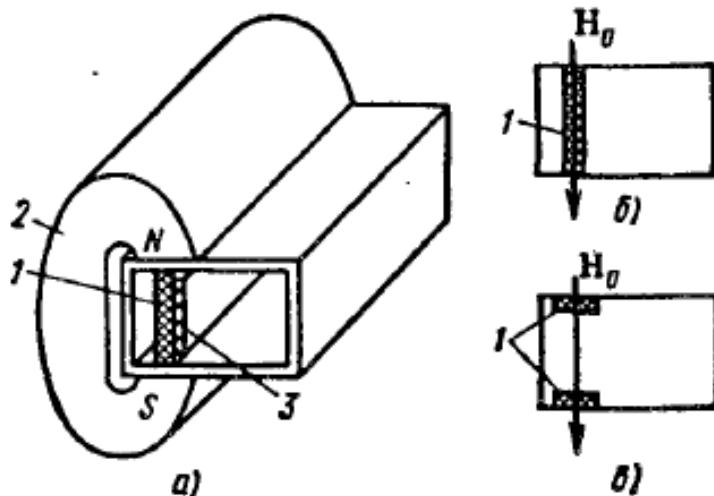
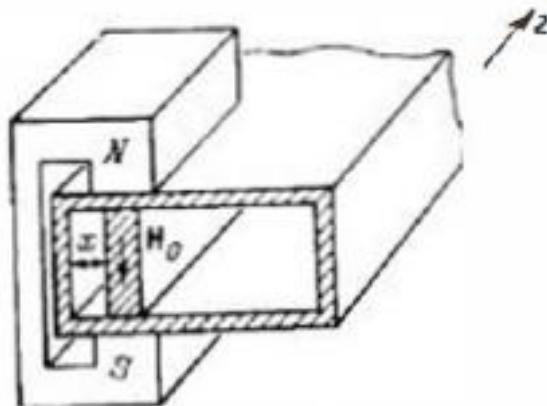


Рис. 6.17. Вентиль с резонансным поглощением на прямоугольном волноводе

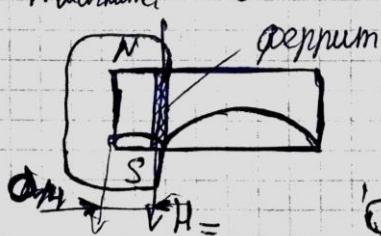
**Резонансный вентиль.** В прямоугольном волноводе, работающем на волне  $H_{10}$ , существуют две продольные плоскости, параллельные узкой стенке волновода, где магнитное поле имеет круговую поляризацию. Эти плоскости находятся на расстоянии  $x = \frac{a}{\pi} \arctg \frac{\lambda_b}{2a}$  от узких стенок волновода.

Направление вращения вектора  $\mathbf{H}$  в каждом из указанных продольных плоскостей взаимно противоположно и зависит от направления движения волны по волноводу. Поместим в волноводе в одной из двух указанных плоскостей ферритовую пластинку, намагниченную перпендикулярно широкой стенке волновода (рис. 5.37) при  $H_0 = H_{рез}$ . В этом случае феррит будет поглощать мощность волны, создающей правополяризованное высокочастотное магнитное поле. Волна, распространяющаяся вдоль волновода в противоположном направлении, испытывает малое затухание. Серийно выпускаемые ферритовые вентили в полосе частот 10...15%  $f_0$  обеспечивают в прямом направлении затухание не более 0,5 дБ, в обратном направлении 20 дБ и  $K_{ст} = 1.08 \dots 1.1$ .

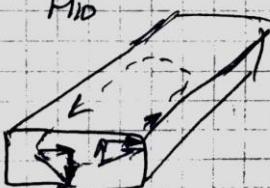


### 1. Резонансный вентиль

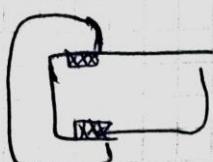
$$H_{магнит} = H_0$$



$$H_{10}$$



— траектория в узкос



## 6. Ферромагнитный резонанс. Ферритовые вентили с вытеснением поля

Феррит — магнитодиэлектрический материал ( $\epsilon_r=5-16$ ,  $\operatorname{tg}\delta=10^{-2} \div 10^{-3}$ ) с кристаллической структурой, обладающий гиromагнитными свойствами, обусловленными особым поведением электронов в атомах кристаллической решетки. Различают три разновидности кристаллических структур ферритов: структуру *шпинели* с формулой  $\text{Me}^{\text{II}}\text{O} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ , где  $\text{Me}^{\text{II}}$  — ион двухвалентного металла (Ni, Mn, Cu, Co, Mg и др.), структуру *граната* ( $3\text{Y}_2\text{O}_3 \cdot 5\text{Fe}_2\text{O}_3$  — железоизотриевый гранат) и *гексагональную* структуру. Ферриты могут быть поликристаллическими и монокристаллическими. Производство поликристаллических ферритов осуществляют по технологии, характерной для керамики: смесь оксидов с пластификатором формуют в полуфабрикаты, которые затем обжигают при температуре 1000—1400°C. Ферритовые монокристаллы выращивают по технологии, сходной с технологией изготовления полупроводниковых материалов. Наиболее часто применяются образцы ферритов в форме стержней круглой или прямоугольной формы, пластинок и дисков, а также отполированных сфер небольшого диаметра (около 1 мм) из монокристаллов.

В ферритовых устройствах СВЧ используются *гиromагнитные свойства*, проявляющиеся при одновременном воздействии на ферритовый образец постоянного и высокочастотного магнитных полей. При таком воздействии связь высокочастотных векторов напряженности магнитного поля  $\mathbf{H}_{\text{вЧ}}$  и магнитной индукции  $\mathbf{B}_{\text{вЧ}}$  приобретает сложный характер, описываемый тензором магнитной проницаемости ( $\mu$ ). Если ориентировать постоянное подмагничивающее поле  $\mathbf{H}_0$  вдоль оси  $z$  декартовой системы координат, эта связь принимает вид

$$\mathbf{B}_{\text{вЧ}} = (\mu) \mathbf{H}_{\text{вЧ}}, \quad (\mu) = \begin{bmatrix} \dot{\mu} & -jk & 0 \\ jk & \dot{\mu} & 0 \\ 0 & 0 & \dot{\mu}_0 \end{bmatrix}.$$

Компоненты тензора  $\dot{\mu} = \mu' + j\mu''$  и  $k = k' + jk''$  являются комплексными величинами, и их зависимости от напряженности подмаг-

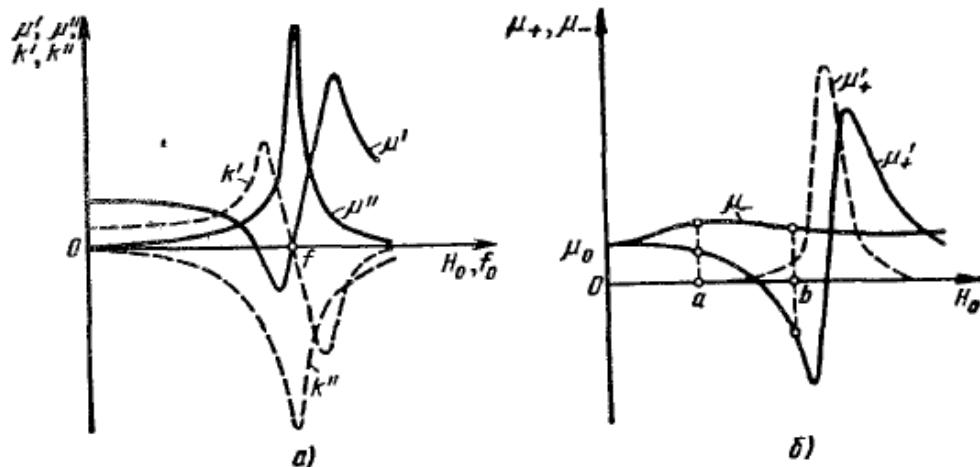


Рис. 6.14. Зависимость параметров феррита от поля подмагнитивания:  
а — компонентов тензора ( $\mu$ ); б — проницаемостей  $\mu_+$  и  $\mu_-$  для полей врачающейся поляризации

ничивающего поля (или от частоты гиромагнитного резонанса  $f_0$ ) имеют резонансный характер (рис. 6.14, а). Частота  $f_0$  носит название лармовой частоты и определяется известным соотношением  $f_0 = \gamma H_0$ , где  $\gamma \approx 3,5 \cdot 10^{-2} \frac{\text{МГц}}{\text{А/м}}$  — гиромагнитное отношение электрона, т. е. отношение его магнитного и механического моментов.

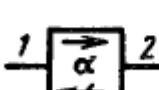
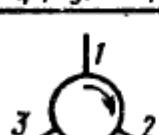
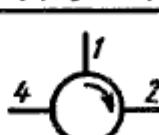
Остроту резонанса принято характеризовать шириной линии гиромагнитного резонанса  $\Delta H$ , представляющей ширину кривой  $\mu''(H_0)$  по уровню 0,5 от максимального значения. В зависимости от марки феррита  $\Delta H$  может изменяться в широких пределах.

Вследствие тензорного характера магнитной проницаемости безгранична ферритовая среда оказывает различное воздействие на электромагнитные волны правой и левой круговой поляризации, распространяющиеся вдоль направления подмагничивающего поля. Как известно из электродинамики, для каждой из этих волн феррит ведет себя как изотропная среда, магнитная проницаемость которой зависит от направления вращения вектора поляризации волн.

Для правополяризованной волны (вектор  $H_{\text{вч}}$  вращается по часовой стрелке для наблюдателя, смотрящего по полю  $H_0$ ) магнитная проницаемость  $\mu_+ = \mu' + j\mu''$  имеет резонансный характер и минимая составляющая  $\mu''_+$ , учитывая потерю в феррите, максимальна при резонансе. Резонансный характер функции  $\mu_+(H_0)$  обусловлен тем, что направление вращения возбуждающего магнитного поля совпадает с направлением прецессии магнитных моментов электронов. Для левополяризованной волны направления вращения магнитного поля и прецессии электронов противоположны, поэтому резонанс невозможен и магнитная проницаемость  $\mu_-$  изменяется в зависимости от подмагничивающего поля плавно. Характерное поведение проницаемостей  $\mu_+(H_0)$  и  $\mu_-(H_0)$  показано на рис. 6.14, б.

Устройства СВЧ с ферритами могут быть разделены на две группы. В первую группу выделяют *невзаимные устройства* — вентили, гираторы и циркуляторы, условные графические обозначения и идеальные матрицы рассеяния которых приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Вентиль	Гиратор	Б-полюсный циркулятор	В-полюсный циркулятор
 $\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{bmatrix}$	 $\begin{bmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{j(\varphi \pm \pi)} & 0 \end{bmatrix}$	 $e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	 $e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

**Вентиль** — четырехполюсник, пропускающий волну в одном направлении почти без отражения и без ослабления, но поглощающий волну, распространяющуюся в противоположном направлении. Вентили применяются для защиты генераторов СВЧ от изменений сопротивления нагрузки, для построения развязывающих цепей, в качестве элементов измерительных установок.

**Гиратор** — невзаимный фазосдвигатель (т. е. нерегулируемый фазовращатель), фазы коэффициентов передачи которого в прямом и обратном направлениях различаются на  $180^\circ$ . Гираторы применяются как базовые элементы в более сложных невзаимных устройствах.

**Циркулятор** — согласованный недиссилативный невзаимный многополюсник, в котором передача мощности происходит в одном направлении с входа 1 на вход 2, с входа 2 на вход 3 и т. д. Чаще других применяются 6-полюсные и 8-полюсные циркуляторы, например для одновременного использования общей антенны на передачу и на прием; они используются также в параметрических усилителях, схемах сложения мощностей генераторов и т. д.

Во вторую группу ферритовых устройств выделяют *управляющие устройства* — фазовращатели, выключатели, коммутаторы, перестраиваемые фильтры. Изменение характеристик таких устройств производится регулированием или переключением тока в управляющих обмотках. Существуют также ферритовые устройства с *магнитной памятью*, перестройка которых производится подачей одиночных импульсов тока в управляющие обмотки. Подавляющее большинство ферритовых устройств предназначено для сантиметрового диапазона длин волн. Использование ферритов на миллиметровых волнах также возможно, однако связано с трудностями получения нужных параметров ферритовых материалов и сложностью создания сильных управляющих магнитных полей повышенной напряженности. Основными достоинствами ферритовых устройств являются возможность работы при высоких уровнях мощности и нечувствительность к кратковременным перегрузкам. Недостатки вызваны зависимостью характеристик ферритовых образцов от температуры и трудностями получения высокого быстродействия из-за инерционности управляющих магнитных систем.

---

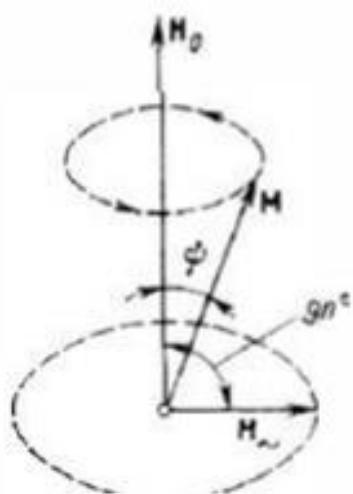


Рис. 5.35. Пресессия магнитного момента электрона в постоянном магнитном поле

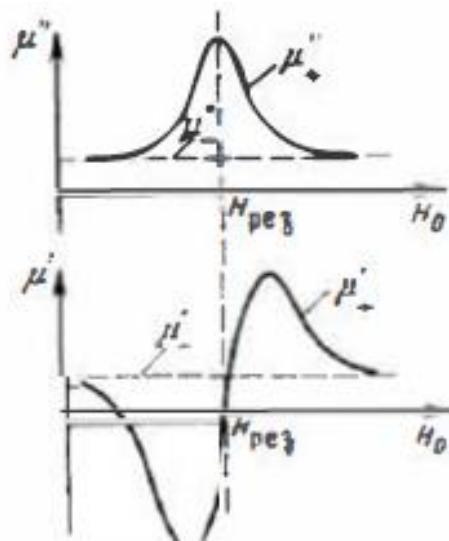
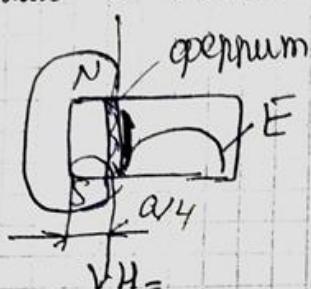


Рис. 5.36. Характер зависимости активной и реактивной составляющих магнитной проницаемости феррита для волн с левой и правой круговой поляризацией от напряженности магнитного поля

144

На рис. 5.36 показано изменение относительной магнитной проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого (положительного)  $\mu_+$  и левого (отрицательного)  $\mu_-$  направлений вращения в зависимости от напряженности постоянного магнитного поля  $H_0$  при неизменной частоте  $\omega$ . Из рис. 5.36 видно, что значение минимум части магнитной проницаемости  $\mu_+$  для волн с положительным направлением вращения в точке  $H_0 = H_{\text{рез}}$  резко возрастает, что указывает на увеличение потерь энергии в феррите. Зависимость потерь от  $H_0$  носит резонансный характер, в связи с чем рассмотренное явление называют *ферромагнитным резонансом*. Значение действительной части магнитной проницаемости для волн положительного направления вращения (см. рис. 5.36) также претерпевает сильные изменения.

2. Вентиль с вытесненным полем



$$\mu'_+ < 0$$

*В вентиле со смещением поля на прямоугольном волноводе (рис. 6.19) ферритовую пластину 1 размещают в области волново-*

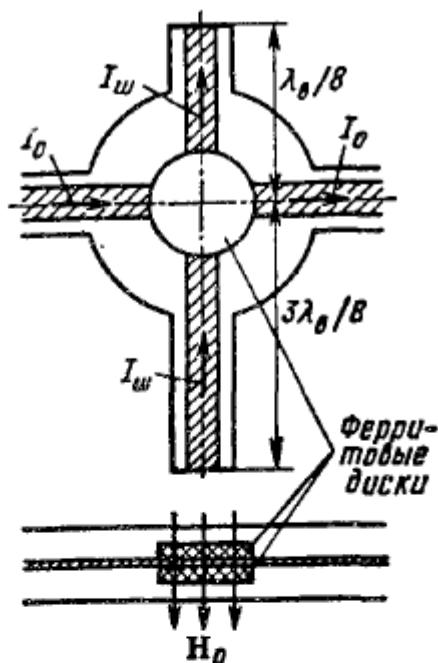


Рис. 6.18. Резонансный вентиль на полосковой линии передачи с короткозамкнутыми шлейфами

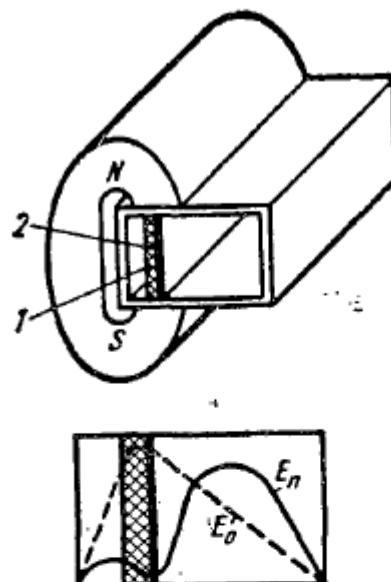


Рис. 6.19. Вентиль со смещением поля на прямоугольном волноводе

да с вращающимся магнитным полем и напряженность поперечного поля подмагничивания выбирают такой, чтобы магнитная проницаемость для падающей правовращающейся волны была отрицательной (см. точку *b* на рис. 6.14, *б*). В этом случае коэффициент распространения в феррите оказывается мнимым и поле вытесняется из феррита. При распространении отраженной волны с левой круговой поляризацией  $\mu > 0$  и вследствие повышенных значений диэлектрической проницаемости феррита поле отраженной СВЧ волны концентрируется у его поверхности. Распределения поля  $E$  для падающей и отраженной волн в поперечном сечении волновода с ферритом показаны на рис. 6.19. На поверхность ферритовой пластины 1 наносят поглощающую металлическую пленку 2, поэтому отраженная волна, концентрирующаяся у поверхности феррита, испытывает значительное поглощение. На падающую волну поглощающая пленка практически не влияет. Вентили со смещением поля по сравнению с резонансными имеют существенно облегченную магнитную систему, более широкополосны, однако могут работать при сравнительно небольших уровнях мощностей.

## 7. Ферромагнитный резонанс. ЖИГ фильтры.

Феррит — магнитодиэлектрический материал ( $\epsilon_r=5—16$ ,  $\operatorname{tg}\delta=10^{-2} \div 10^{-3}$ ) с кристаллической структурой, обладающий гиромагнитными свойствами, обусловленными особым поведением электронов в атомах кристаллической решетки. Различают три разновидности кристаллических структур ферритов: структуру *шпинели* с формулой  $\text{Me}^{\text{II}}\text{O}\cdot\text{Fe}_2\text{O}_3$ , где  $\text{Me}^{\text{II}}$  — ион двухвалентного металла (Ni, Mn, Cu, Co, Mg и др.), структуру *граната* ( $3\text{Y}_2\text{O}_3\cdot 5\text{Fe}_2\text{O}_3$  — железоизотриевый гранат) и *гексагональную* структуру. Ферриты могут быть поликристаллическими и монокристаллическими. Производство поликристаллических ферритов осуществляют по технологии, характерной для керамики: смесь оксидов с пластификатором формуют в полуфабрикаты, которые затем обжигают при температуре 1000—1400°C. Ферритовые монокристаллы выращивают по технологии, сходной с технологией изготовления полупроводниковых материалов. Наиболее часто применяются образцы ферритов в форме стержней круглой или прямоугольной формы, пластинок и дисков, а также отполированных сфер небольшого диаметра (около 1 мм) из монокристаллов.

В ферритовых устройствах СВЧ используются *гиromагнитные свойства*, проявляющиеся при одновременном воздействии на ферритовый образец постоянного и высокочастотного магнитных полей. При таком воздействии связь высокочастотных векторов напряженности магнитного поля  $\mathbf{H}_{\text{вЧ}}$  и магнитной индукции  $\mathbf{B}_{\text{вЧ}}$  приобретает сложный характер, описываемый тензором магнитной проницаемости ( $\mu$ ). Если ориентировать постоянное подмагничивающее поле  $\mathbf{H}_0$  вдоль оси  $z$  декартовой системы координат, эта связь принимает вид

$$\mathbf{B}_{\text{вЧ}} = (\mu) \mathbf{H}_{\text{вЧ}}, \quad (\mu) = \begin{bmatrix} \dot{\mu} & -jk & 0 \\ jk & \dot{\mu} & 0 \\ 0 & 0 & \dot{\mu}_0 \end{bmatrix}.$$

Компоненты тензора  $\dot{\mu}=\dot{\mu}'+j\dot{\mu}''$  и  $k=k'+jk''$  являются комплексными величинами, и их зависимости от напряженности подмаг-

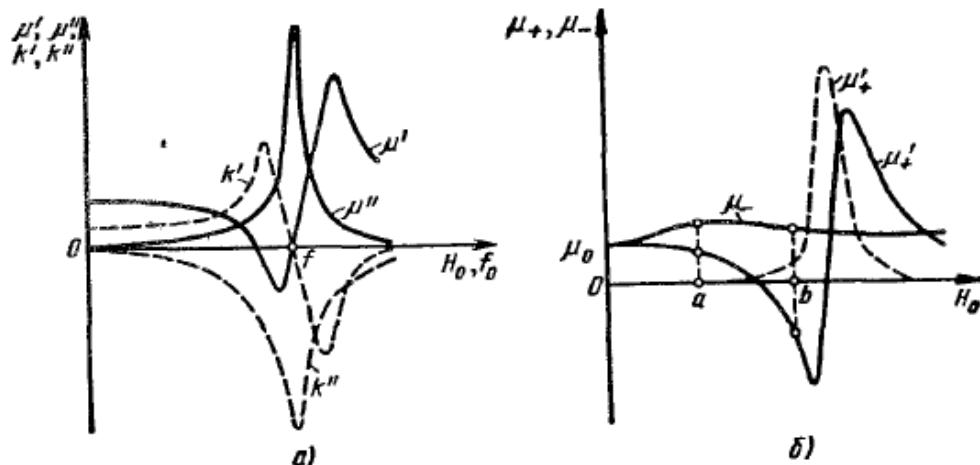


Рис. 6.14. Зависимость параметров феррита от поля подмагнитивания:  
а — компонентов тензора  $(\mu)$ ; б — проницаемостей  $\mu_+$  и  $\mu_-$  для полей вращающейся поляризации

ничивающего поля (или от частоты гиромагнитного резонанса  $f_0$ ) имеют резонансный характер (рис. 6.14, а). Частота  $f_0$  носит название лармовой частоты и определяется известным соотношением  $f_0 = \gamma H_0$ , где  $\gamma \approx 3,5 \cdot 10^{-2} \frac{\text{МГц}}{\text{А/м}}$  — гиромагнитное отношение электрона, т. е. отношение его магнитного и механического моментов.

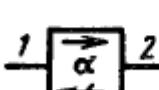
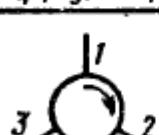
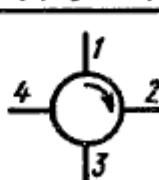
Остроту резонанса принято характеризовать шириной линии гиромагнитного резонанса  $\Delta H$ , представляющей ширину кривой  $\mu''(H_0)$  по уровню 0,5 от максимального значения. В зависимости от марки феррита  $\Delta H$  может изменяться в широких пределах.

Вследствие тензорного характера магнитной проницаемости безгранична ферритовая среда оказывает различное воздействие на электромагнитные волны правой и левой круговой поляризации, распространяющиеся вдоль направления подмагничивающего поля. Как известно из электродинамики, для каждой из этих волн феррит ведет себя как изотропная среда, магнитная проницаемость которой зависит от направления вращения вектора поляризации волн.

Для правополяризованной волны (вектор  $H_{\text{вч}}$  вращается по часовой стрелке для наблюдателя, смотрящего по полю  $H_0$ ) магнитная проницаемость  $\mu_+ = \mu' + j\mu''$  имеет резонансный характер и минимая составляющая  $\mu''_+$ , учитывая потерю в феррите, максимальна при резонансе. Резонансный характер функции  $\mu_+(H_0)$  обусловлен тем, что направление вращения возбуждающего магнитного поля совпадает с направлением прецессии магнитных моментов электронов. Для левополяризованной волны направления вращения магнитного поля и прецессии электронов противоположны, поэтому резонанс невозможен и магнитная проницаемость  $\mu_-$  изменяется в зависимости от подмагничивающего поля плавно. Характерное поведение проницаемостей  $\mu_+(H_0)$  и  $\mu_-(H_0)$  показано на рис. 6.14, б.

Устройства СВЧ с ферритами могут быть разделены на две группы. В первую группу выделяют *невзаимные устройства* — вентили, гираторы и циркуляторы, условные графические обозначения и идеальные матрицы рассеяния которых приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Вентиль	Гиратор	Б-полюсный циркулятор	В-полюсный циркулятор
			

$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{-j(\varphi \pm \pi)} & 0 \end{bmatrix}$	$e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
--	--	---	--

**Вентиль** — четырехполюсник, пропускающий волну в одном направлении почти без отражения и без ослабления, но поглощающий волну, распространяющуюся в противоположном направлении. Вентили применяются для защиты генераторов СВЧ от изменений сопротивления нагрузки, для построения развязывающих цепей, в качестве элементов измерительных установок.

**Гиратор** — невзаимный фазосдвигатель (т. е. нерегулируемый фазовращатель), фазы коэффициентов передачи которого в прямом и обратном направлениях различаются на  $180^\circ$ . Гираторы применяются как базовые элементы в более сложных невзаимных устройствах.

**Циркулятор** — согласованный недиссилативный невзаимный многополюсник, в котором передача мощности происходит в одном направлении с входа 1 на вход 2, с входа 2 на вход 3 и т. д. Чаще других применяются 6-полюсные и 8-полюсные циркуляторы, например для одновременного использования общей антенны на передачу и на прием; они используются также в параметрических усилителях, схемах сложения мощностей генераторов и т. д.

Во вторую группу ферритовых устройств выделяют *управляющие устройства* — фазовращатели, выключатели, коммутаторы, перестраиваемые фильтры. Изменение характеристик таких устройств производится регулированием или переключением тока в управляющих обмотках. Существуют также ферритовые устройства с *магнитной памятью*, перестройка которых производится подачей одиночных импульсов тока в управляющие обмотки. Подавляющее большинство ферритовых устройств предназначено для сантиметрового диапазона длин волн. Использование ферритов на миллиметровых волнах также возможно, однако связано с трудностями получения нужных параметров ферритовых материалов и сложностью создания сильных управляющих магнитных полей повышенной напряженности. Основными достоинствами ферритовых устройств являются возможность работы при высоких уровнях мощности и нечувствительность к кратковременным перегрузкам. Недостатки вызваны зависимостью характеристик ферритовых образцов от температуры и трудностями получения высокого быстродействия из-за инерционности управляющих магнитных систем.

---

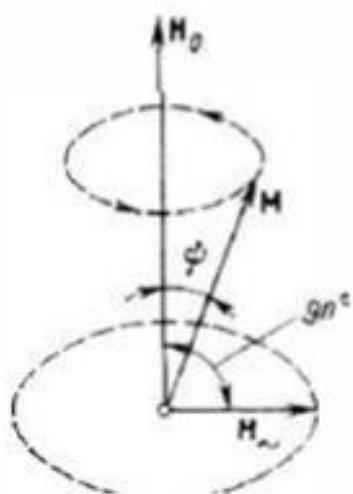


Рис. 5.35. Пресессия магнитного момента электрона в постоянном магнитном поле

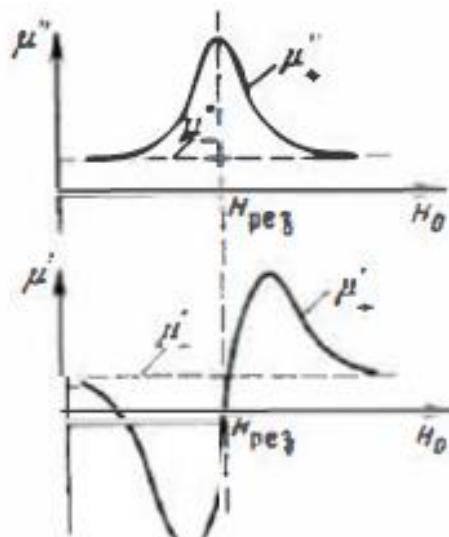


Рис. 5.36. Характер зависимости активной и реактивной составляющих магнитной проницаемости феррита для волн с левой и правой круговой поляризацией от напряженности магнитного поля

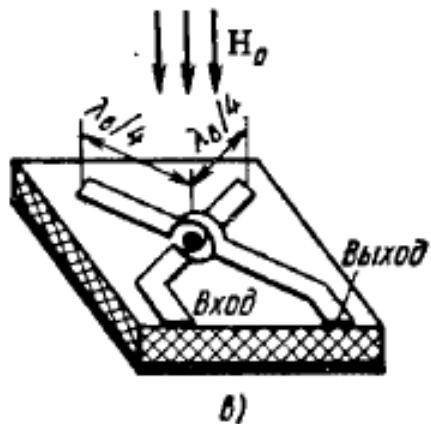
144

На рис. 5.36 показано изменение относительной магнитной проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого (положительного)  $\mu_+$  и левого (отрицательного)  $\mu_-$  направлений вращения в зависимости от напряженности постоянного магнитного поля  $H_0$  при неизменной частоте  $\omega$ . Из рис. 5.36 видно, что значение минимум части магнитной проницаемости  $\mu_+$  для волн с положительным направлением вращения в точке  $H_0 = H_{рез}$  резко возрастает, что указывает на увеличение потерь энергии в феррите. Зависимость потерь от  $H_0$  носит резонансный характер, в связи с чем рассмотренное явление называют *ферромагнитным резонансом*. Значение действительной части магнитной проницаемости для волн положительного направления вращения (см. рис. 5.36) также претерпевает сильные изменения.

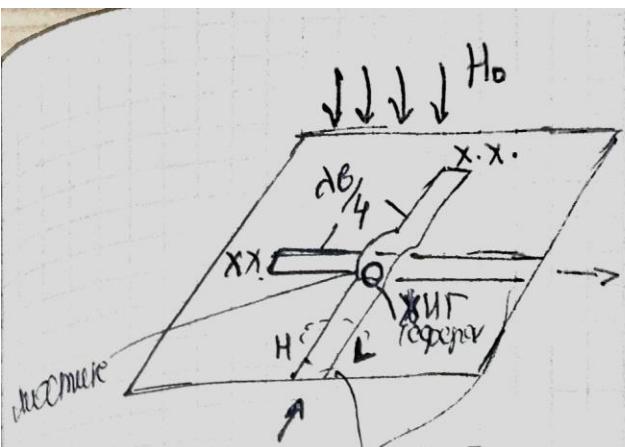
Принцип действия перестраиваемых фильтров основан на явлении ферромагнитного резонанса в монокристаллах феррита. Главным элементом перестраиваемого фильтра является связанный с электромагнитным полем линии передачи *ферритовый резонатор* — подмагниченный образец феррита СВЧ, обладающего малой шириной линии гиромагнитного резонанса. Ферритовые резонаторы выполняют обычно в виде хорошо отполированных сфер из монокристаллов *железоиттриевого граната*. Такие резонаторы обладают собственной добротностью  $(2 \div 3) \cdot 10^3$ . В них используют резонанс правовинтового прецессионного движения спиновых магнитных моментов электронов. Резонансная частота ферритового резонатора определяется соотношением  $f_0 = \gamma H_0$ , где  $H_0$  — напряженность поля подмагничивания,  $\gamma \approx 3,5 \cdot 10^{-2}$  МГц/(А/м). Резонансная частота не зависит от размеров ферритового образца, и резонатор может быть сделан очень малым. Внешняя добротность ферритового резонатора определяется его размерами и местом расположения относительно линии передачи, с которой он связан. На частотах в стороне от резонанса ферритовый резонатор ведет себя как изотропный магнитодиэлектрический образец и из-за малых размеров незначительно влияет на режим линии передачи. Лишь в узкой полосе частот вблизи резонанса связь ферритового резонатора с линией передачи резко увеличивается и появляются компоненты электромагнитного поля, отсутствующие в первоначальной структуре волны линии передачи. Именно это явление и используется для создания перестраиваемых фильтров СВЧ.

В фильтре на несимметричных полосковых линиях передачи (рис. 6.25, в) две перекрещивающиеся линии при отсутствии гиромагнитного резонанса практически развязаны между собой, поскольку связи через магнитное поле нет, а электрическое поле в месте пересечения линий минимально, так как точка пересечения расположена на расстоянии  $\lambda_{\text{в}}/4$  от разомкнутых концов полосковых линий. В точке пересечения между проводниками полосковых линий помещена ферритовая сфера, намагничиваемая управляемым полем, перпендикулярным плоскости основания полосковой платы. При гиромагнитном резонансе появляется составляющая поля магнитной индукции, продольная возбуждающей линии передачи, что приводит к возникновению сильной связи между полосковыми линиями.

Частотные характеристики коэффициентов передачи рассмотренных фильтров носят ярко выраженный резонансный характер, причем *резонансные частоты могут быть изменены в значительных пределах при регулировании поля подмагничивания*. Для улучшения формы частотной характеристики в фильтрах может быть использовано несколько близко расположенных ферритовых резонаторов со специально подобранный степенью взаимной связи между ними.



б)



между собой заслонки передач не сдвигают

Чтобы ванта передвигалась из одного типа МП на другой тип МП, необходимо чтобы струйки - мы можем сдвигать Т-ванту не передвигая ее со входа на выход, т.к.

МП перв-ый

$H_0$  выд-ся  $\neq$  max, 2мода  $\Rightarrow H_0 = \text{из} - \text{перемещение}$

Благодаря вращению зи-об по периметру ЖИГ/шайба передается на выход, когда ось вращения сдвигает с МП выхода

ХХ-модэ, 2мода  $H = H_{\max} \Leftrightarrow (I = I_{\max})$  в торце проек-го пересеч. МПП

У ЖИГ-фильтров время узла полоса пропускания

## 8. Принцип смешения сигналов. Выходной спектр смесителя.

В учебниках нет конкретного описания данного вопроса, он смешан с объяснением непосредственно самих смесителей, поэтому нужно либо выдергивать фразы меж строк, либо, если кто понимает мой почерк, написать то, что говорила сама Федоркова, там достаточно красиво.

*Преобразование частоты* — процесс переноса спектра радиосигнала из одной области частотного диапазона в другую при сохранении структуры сигнала — широко используется в супергетеродинных приемниках для получения ПЧ, в возбудителях и гетеродинах для переноса сетки стабильных частот в более высокий диапазон, в ретрансляторах для сдвига частоты передачи относительно частоты приема и т. д.

Преобразование частоты осуществляется в смесителе, который совместно с гетеродином входит в состав преобразователя. В смесителях на нелинейном активном сопротивлении, называемых резистивными, применяют смесительные ДБШ, иногда обращенные; в аппаратуре старых образцов используются выпускаемые и ныне точечные прижимные диоды.

*Небалансный (однотактный) смеситель (НбС)* в простейшем случае состоит из направленного ответвителя (НО) в качестве сумматора (схемы сложения) колебаний СВЧ и однополупериодного выпрямителя (перемиожителя) на смесительном диоде. На выходе смесителя может быть включен полосовой фильтр ПЧ. Колебания сигнала  $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$  и гетеродина  $u_r(t) = U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)$  в схеме сложения образуют биения  $u(t) = u_r(t) + u_c(t)$  сложной формы, подаваемые на диод, ВАХ которого можно аппроксимировать степенным рядом

$$i = a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + \dots \quad (4.11)$$

В спектре тока диода имеется постоянная составляющая  $I_0$ , гармоники гетеродина и сигнала, а также многочисленные комбинационные составляющие с частотами  $|\pm m\omega_c \pm n\omega_r|$ , где  $m$  и  $n$  — целые числа.

В отличие от детекторного диода, рабочая точка которого в отсутствие сигнала выбирается на ВАХ в начале координат ( $I_0 = 0$ ) или при  $I_0 \approx 10 \dots 20$  мА за счет источника прямого смещения, у смесительного диода  $I_0 \approx 0,5 \dots 1$  мА за счет выпрямленного напряжения гетеродина. При условии  $U_c \ll U_r \approx 1$  В смеситель осуществляет линейное преобразование спектра. На выходе смесителя фильтр выделяет основной продукт преобразования — *разностную (промежуточную) частоту*  $\omega_{пч} = \omega_c - \omega_r$  (или  $\omega_{пч} = \omega_r - \omega_c$ ), которая должна быть достаточно высокой для снижения  $K_{ш,норм}$ .

Кроме разностной частоты (рис. 4.15), в резистивных смесителях примерно такую же амплитуду будут иметь колебания *суммарной частоты* (СЧ)  $\omega_s = \omega_c + \omega_r$ . Колебания *зеркальной частоты* (ЗЧ)  $\omega_z = 2\omega_r - \omega_c$  немногим меньше по амплитуде, так как вторая гармоника гетеродина, возникающая в смесителе, по крайней мере в 2 раза меньше по амплитуде первой. Колебания СЧ и ЗЧ отражаются от диода в сторону входа. Поскольку они несут более половины энергии сигнала, то при их поглощении в согласо-

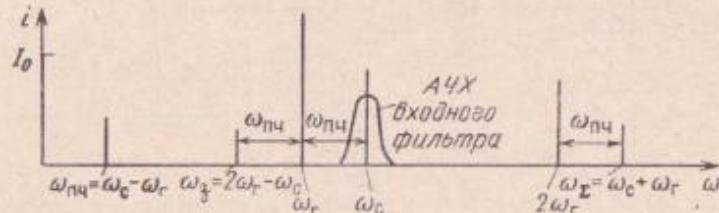


Рис. 4.15. Спектр колебаний смесителя частоты

ванном СВЧ тракте, например в вентиле преобразования  $L_{\text{прб}} = 10 \lg P_c / P_{\text{ПЧ}}$  будут более 6 дБ. Такие НБС называют *согласованными по ЗЧ*. Если учесть еще потери на активном сопротивлении диода и просачивание сигнала в тракт гетеродина, то суммарные потери могут достигать 8...10 дБ. Благодаря отсутствию отражения АЧХ согласованного по ЗЧ НБС равномерна в широкой полосе частот, а ФЧХ — линейна.

Очевидно, если отразить от входа к диоду возникающие в НБС колебания ЗЧ в соответствующей фазе, поместив, например, входной фильтр на таком расстоянии  $l_1$  от диода (рис. 4.16, б), при котором продукты вторичного преобразования  $\omega_r - \omega_3 = \omega_{\text{ПЧ}}$  синфазны продуктам основного преобразования  $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_c - \omega_r$ , то в результате можно получить приращение мощности ПЧ на 1...2 дБ. Такое устройство называется *смесителем с отражением*, используя восстановлением или регенерацией энергии ЗЧ.

На рис. 4.16, в показана схема НБС с использованием энергии колебаний ЗЧ и СЧ, имеющая еще меньшие  $L_{\text{прб}}$ . ФНЧ пропускает колебания  $\omega_r$ ,  $\omega_c$  и  $\omega_3$ , но отражает колебания  $\omega_x$ , которые в результате преобразования  $2\omega_r - \omega_x = \omega_{\text{ПЧ}}$  (рис. 4.15) и при соответствующем подборе расстояния  $l_2$  складываются в фазе с ос-

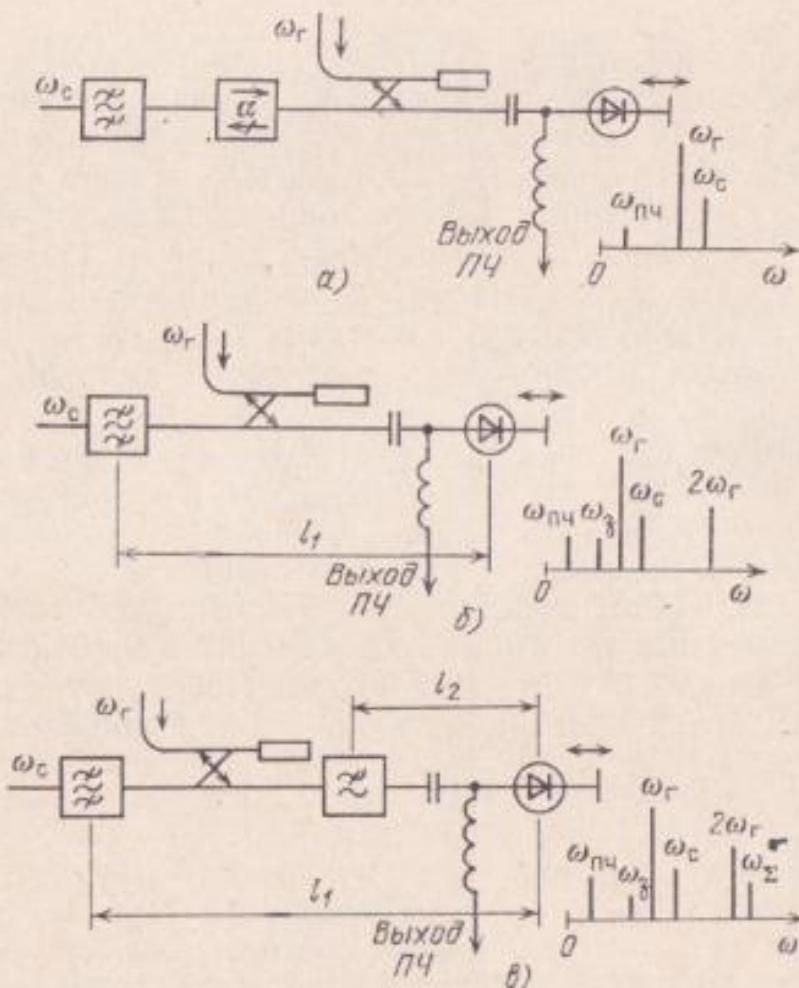


Рис. 4.16. Схемы и спектры основных частот однотактных смесителей частоты:  
а — согласованного по входу; б — с отражением колебаний зеркальной частоты;  
в — с отражением колебаний зеркальной и суммарной частот

новными колебаниями  $\omega_{\text{ПЧ}}$ . Входной фильтр отражает к диоду колебания ЗЧ, а их фазирование осуществляется подбором расстояния  $l_1$ . Поскольку оптимальные фазовые соотношения сохраняются в ограниченной полосе частот, НБС с отражением ЗЧ и СЧ оказываются узкополосными, их АЧХ и ФЧХ неравномерны.

Не следует смешивать понятия зеркальной частоты  $\omega_z$ , возникающей в смесителе в результате преобразования  $2\omega_r - \omega_c = \omega_z$ , с понятием равной ей по значению частоты зеркального канала  $\omega_{\text{зк}}$ , которая может быть принята из эфира как помеха в результате преобразования  $\omega_r - \omega_{\text{зк}} = \omega_{\text{ПЧ}}$ , если входной фильтр имеет недостаточную избирательность (см. рис. 4.15). Приведенные на рис. 4.16,б и 4.16,в НБС обеспечивают также подавление помехи зеркального канала за счет отражения ее от входного фильтра в сторону антенны.

Рассмотренные выше схемы называют НБС с *верхней боковой полосой*, так как они принимают полосу частот сигнала, расположенную выше частоты гетеродина. Если  $\omega_r > \omega_c$  — это смеситель с *нижней боковой полосой*  $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_r - \omega_c$ , для него ЗЧ и частота зеркального канала расположены выше частоты гетеродина:  $\omega_z = 2\omega_r - \omega_c$ ;  $\omega_{\text{зк}} = \omega_r + \omega_{\text{ПЧ}}$ , причем  $\omega_{\text{зк}} = \omega_z$ .

В супергетеродинных приемниках (рис.33) сигнал от антенны поступает на малошумящий усилитель высокой частоты (УВЧ). Затем с помощью преобразователя частоты (ПЧ) спектр сигнала переносится на более низкую промежуточную частоту  $f_{\text{ПЧ}} = |f_r - f_c|$  и усиливается усилителем промежуточной частоты (УПЧ). На практике чаще используется случай  $f_r > f_c$ . Принято считать выход УПЧ границей СВЧ тракта приемника.

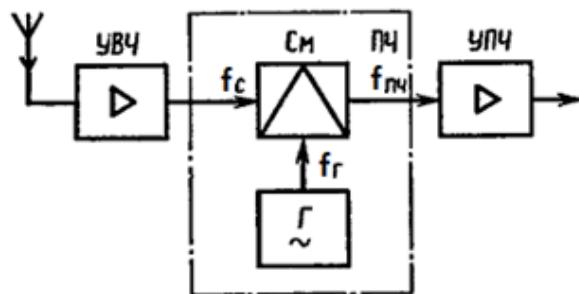


Рис.33. Блок-схема супергетеродинного приемника

Преобразователь частоты состоит из смесителя и гетеродина. Мощность гетеродина 0,2...10 мВт - во много раз больше мощности сигнала. Преобразование частоты сигнала в смесителе происходит за счет нелинейности вольтамперной характеристики смесительного диода, т.е. нелинейного характера активной составляющей его сопротивления. Такие преобразователи называются резистивными.

Из-за нелинейности ВАХ диода спектр сигнала на его выходе содержит комбинационные частотные составляющие вида  $|mf_c \pm nfr|$ , где  $m, n = 0, 1, \dots$  (см. рис.34).

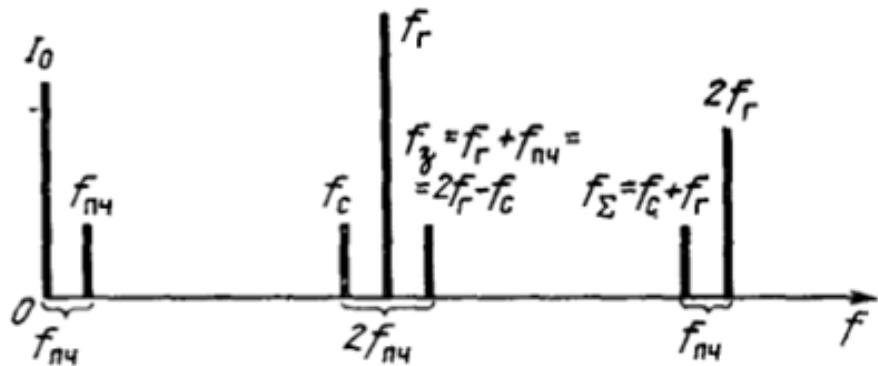
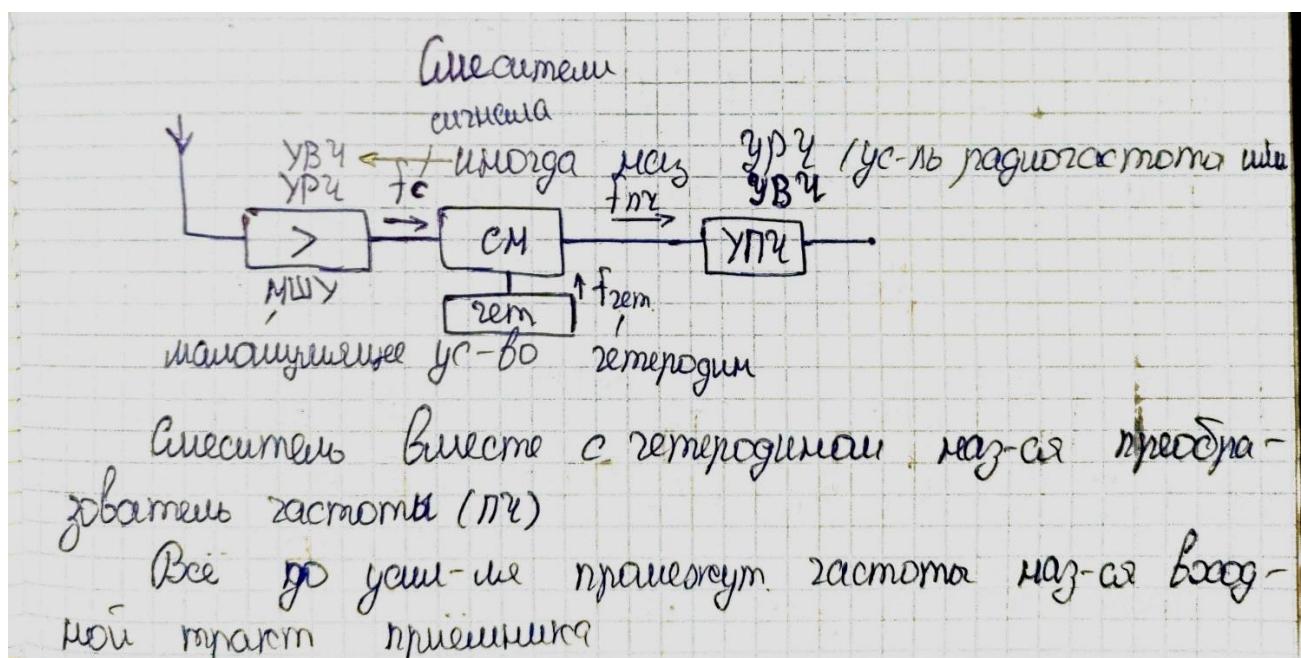
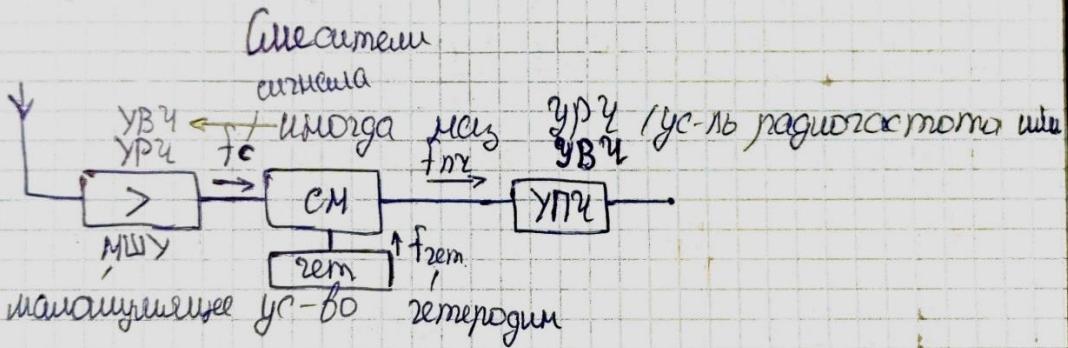


Рис. 34. Спектр частот колебаний на выходе смесительного диода с квадратичной ВАХ

Из всего спектра гармоник и комбинационных частот тока диода основное влияние, кроме  $f_c$ ,  $f_r$  и  $f_{\text{нч}}$ , оказывают зеркальная комбинационная частота  $f_z = f_r + f_{\text{нч}} = 2f_r - f_c$ , вторая гармоника гетеродина  $2f_r$ , суммарная частота  $f_{\Sigma} = f_c + f_r$  и постоянная составляющая тока  $I_0$ . Комбинационные частоты  $f_z$  и  $f_{\Sigma}$  являются вредными, т.к. на них расходуется часть мощности полезного сигнала.

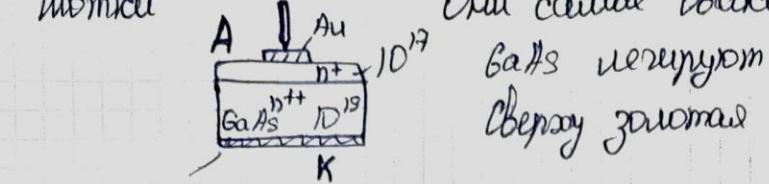




Алгоритм вместе с гетеродинами наз-ся преобразование частоты (ПЧ)

Все до ум-ше приведут частота наз-ся входной частотой приемника

Он преобр-ан частота яв-ся диск с барьером  
шумами



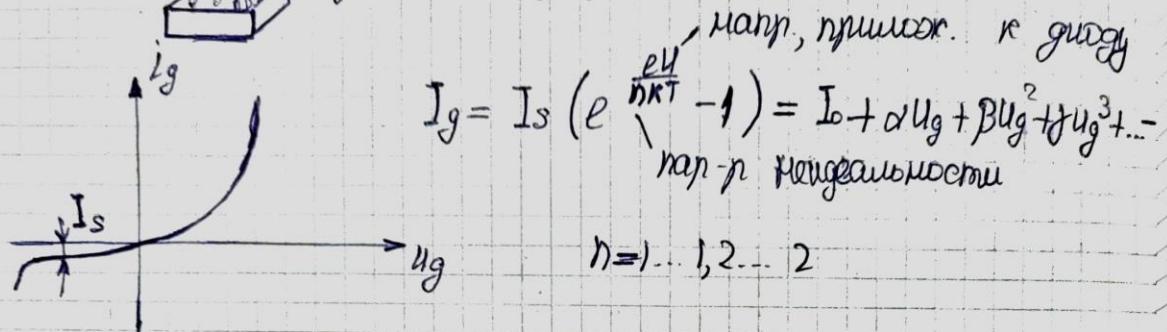
Барьер перекрывают

Сверху залита полупроводника

металлическая

Чи-коэффициент:

— ум-но 8 градов



- расширя-е в многочлене. Т.к. есть один член, то  
также один член степени членов  $\Rightarrow$  аппроксимируем

$I_g = I_0 + \alpha U_g$ . Если один член, то преобр-аем  
членами один член высокими степенями

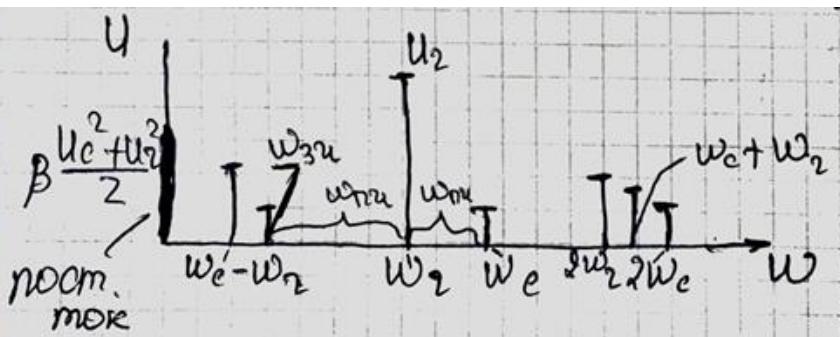
На вход г.  $\downarrow$ :  $U_g = U_e \cos \omega_e t + U_2 \cos \omega_2 t$  Член гетеродина

$$U_g^2 = U_e^2 \frac{1 + \cos 2\omega_e t}{2} + U_2^2 \frac{1 + \cos 2\omega_2 t}{2} +$$

$$+ 2 U_e U_2 \frac{\cos(\omega_e + \omega_2)t + \cos(\omega_e - \omega_2)t}{2}$$

Входное градуса если остави  $\downarrow$  то  $U_g^2$

- будет но



анти. точк. по дну определяется  $u_e^2$  (т.к.  $u_2^2 \gg u_c^2$ )

напр. зем.  $\Rightarrow$  напр. сигнала  
да вибре. дно  
в составляющие  
и пост. точк.  $u_e^2$

Если берём  $g = j u_g^3 \Rightarrow$   
 $\Rightarrow u_g^3 = (u_c \cos \omega_e t + u_2 \cos \omega_2 t)^3$

$\cos^3 \alpha = \frac{3 \cos \alpha + \cos 3\alpha}{4} \Rightarrow$  наше. 3-я гармоника зем-  
родника и сигнала, а гетеродин стаб. еще большие

$$(a+b)^3 = a^3 + 3a^2b + 3ab^2 + b^3$$

отсюда нащ. частота

$$2\omega_e \pm \omega_2$$

пример анти. этого же ви-  
брон-ма  $a^2$ , т.е.  $u_e^2$  (т.е. мало)

$$2\omega_2 \pm \omega_e$$

анти. этого же ви-  
брон-ма  $u_2^2$ , т.е. больше,  
но также  $(2\omega_2 - \omega_e)$  на-  
зываемой частотой,  
т.к. она вредна, т.к. если

она отразится, то  $\omega_{\text{пн}} - \omega_2 = \omega_{\text{пн}}$ , т.е. образует пинаки

Пинаки на частоте зеркального канала, прихо-  
дим (не приход-я в антенны) со стороны антennы

$$f_{\text{пн}} = m f_c \pm n f_2 \quad - \text{модифицированная частота}$$

$(m+n)$  - наст-ся порядок модифицированной частоты

$$f_c \pm f_2 \rightarrow (m+n) = 2 (M-n)$$

$$2-n, 2\omega_2 \pm \omega_e \rightarrow (2+1)=3 \quad - 3-\text{ий порядок}$$

## 9. Однодиодные смесители. Схемы. Характеристики.

*Небалансный* (однотактный) смеситель (НБС) в простейшем случае состоит из направленного ответвителя (НО) в качестве сумматора (схемы сложения) колебаний СВЧ и однополупериодного выпрямителя (перемножителя) на смесительном диоде. На выходе смесителя может быть включен полосовой фильтр ПЧ. Колебания сигнала  $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$  и гетеродина  $u_r(t) = -U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)$  в схеме сложения образуют биения  $u(t) = -u_r(t) + u_c(t)$  сложной формы, подаваемые на диод, ВАХ которого можно аппроксимировать степенным рядом

$$i = a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + \dots \quad (4.11)$$

В спектре тока диода имеется постоянная составляющая  $I_0$ , гармоники гетеродина и сигнала, а также многочисленные комбинационные составляющие с частотами  $|\pm m\omega_c \pm n\omega_r|$ , где  $m$  и  $n$  — целые числа.

В отличие от детекторного диода, рабочая точка которого в отсутствие сигнала выбирается на ВАХ в начале координат ( $I_0 = 0$ ) или при  $I_0 \approx 10 \dots 20$  мкА за счет источника прямого смещения, у смесительного диода  $I_0 \approx 0,5 \dots 1$  мА за счет выпрямленного напряжения гетеродина. При условии  $U_c \ll U_r \approx 1$  В смеситель осуществляет линейное преобразование спектра. На выходе смесителя фильтр выделяет основной продукт преобразования — *разностную* (промежуточную) частоту  $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_c - \omega_r$  (или  $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_r - \omega_c$ ), которая должна быть достаточно высокой для снижения  $K_{\text{ш.норм}}$ .

Кроме разностной частоты (рис. 4.15), в резистивных смесителях примерно такую же амплитуду будут иметь колебания *суммарной частоты* (СЧ)  $\omega_z = \omega_c + \omega_r$ . Колебания *зеркальной частоты* (ЗЧ)  $\omega_3 = 2\omega_r - \omega_c$  немного меньше по амплитуде, так как вторая гармоника гетеродина, возникающая в смесителе, по крайней мере в 2 раза меньше по амплитуде первой. Колебания СЧ и ЗЧ отражаются от диода в сторону входа. Поскольку они несут более половины энергии сигнала, то при их поглощении в согласо-

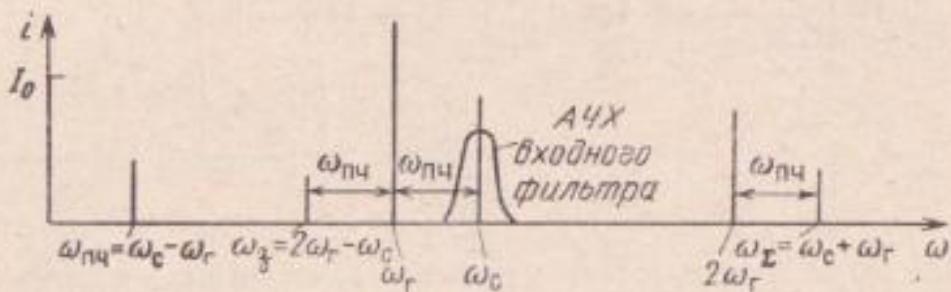


Рис. 4.15. Спектр колебаний смесителя частоты

ванном СВЧ тракте, например в вентиле преобразования  $L_{\text{пр}} = 10 \lg P_c / P_{\text{ПЧ}}$  будут более 6 дБ. Такие НБС называют *согласованными по ЗЧ*. Если учесть еще потери на активном сопротивлении диода и просачивание сигнала в тракт гетеродина, то суммарные потери могут достигать 8...10 дБ. Благодаря отсутствию отражения АЧХ согласованного по ЗЧ НБС равномерна в широкой полосе частот, а ФЧХ — линейна.

Очевидно, если отразить от входа к диоду возникающие в НБС колебания ЗЧ в соответствующей фазе, поместив, например, входной фильтр на таком расстоянии  $l_1$  от диода (рис. 4.16, б), при котором продукты вторичного преобразования  $\omega_t - \omega_3 = \omega_{\text{ПЧ}}$  синфазны продуктам основного преобразования  $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_c - \omega_r$ , то в результате можно получить приращение мощности ПЧ на 1...2 дБ. Такое устройство называется *смесителем с отражением*, используя восстановлением или регенерацией энергии ЗЧ.

На рис. 4.16, в показана схема НБС с использованием энергии колебаний ЗЧ и СЧ, имеющая еще меньшие  $L_{\text{пр}}$ . ФНЧ пропускает колебания  $\omega_r$ ,  $\omega_c$  и  $\omega_3$ , но отражает колебания  $\omega_x$ , которые в результате преобразования  $2\omega_r - \omega_x = \omega_{\text{ПЧ}}$  (рис. 4.15) и при соответствующем подборе расстояния  $l_2$  складываются в фазе с ос-

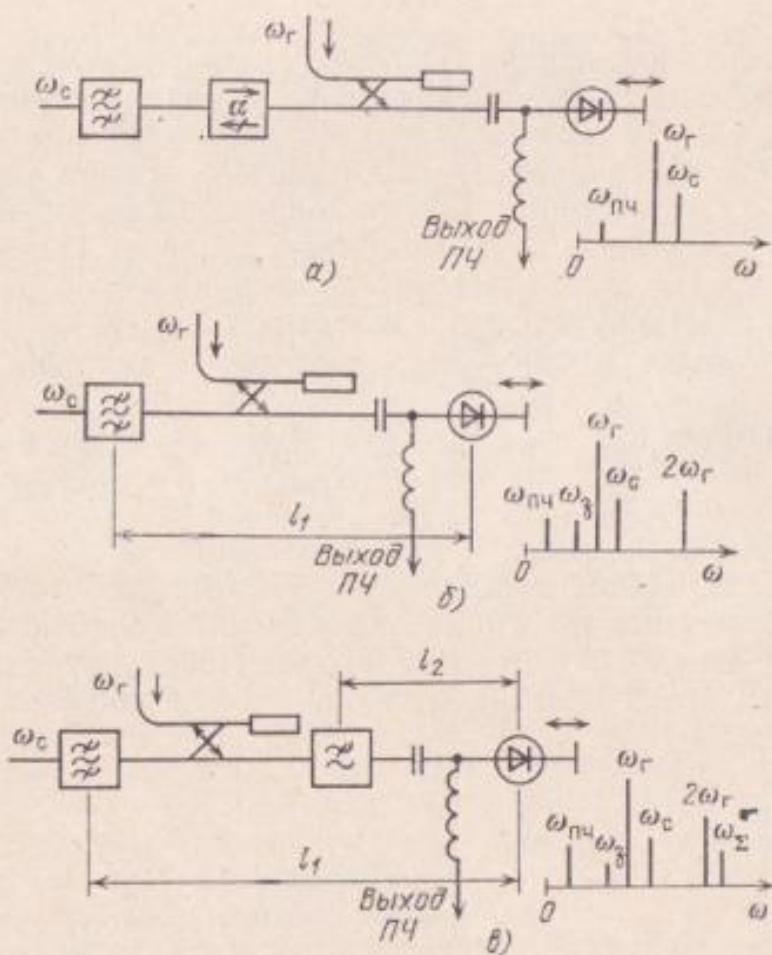


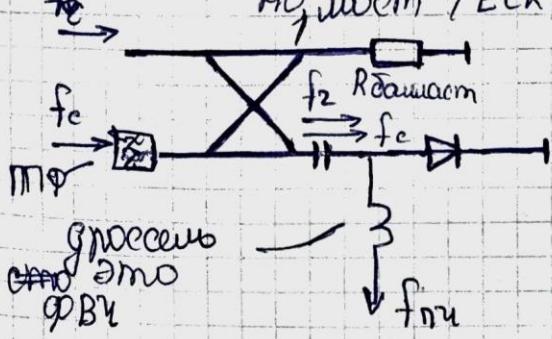
Рис. 4.16. Схемы и спектры основных частот однотактных смесителей частот: а — согласованного по входу; б — с отражением колебаний зеркальной частоты; в — с отражением колебаний зеркальной и суммарной частот

новными колебаниями  $\omega_{\text{ПЧ}}$ . Входной фильтр отражает к диоду колебания ЗЧ, а их фазирование осуществляется подбором расстояния  $l_1$ . Поскольку оптимальные фазовые соотношения сохраняются в ограниченной полосе частот, НБС с отражением ЗЧ и СЧ оказываются узкополосными, их АЧХ и ФЧХ неравномерны.

Не следует смешивать понятия зеркальной частоты  $\omega_z$ , возникающей в смесителе в результате преобразования  $2\omega_r - \omega_c = \omega_z$ , с понятием равной ей по значению частоты зеркального канала  $\omega_{zK}$ , которая может быть принята из эфира как помеха в результате преобразования  $\omega_r - \omega_{zK} = \omega_{\text{ПЧ}}$ , если входной фильтр имеет недостаточную избирательность (см. рис. 4.15). Приведенные на рис. 4.16, б и 4.16, в НБС обеспечивают также подавление помехи зеркального канала за счет отражения ее от входного фильтра в сторону антенны.

Рассмотренные выше схемы называют НБС с *верхней боковой полосой*, так как они принимают полосу частот сигнала, расположенную выше частоты гетеродина. Если  $\omega_r > \omega_c$  — это смеситель с *нижней боковой полосой*  $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_r - \omega_c$ , для него ЗЧ и частота зеркального канала расположены выше частоты гетеродина:  $\omega_z = 2\omega_r - \omega_c$ ;  $\omega_{zK} = \omega_r + \omega_{\text{ПЧ}}$ , причем  $\omega_{zK} = \omega_z$ .

Схема: 1. Однодиодный смеситель. (В технике сейчас не применяется, но используется на ТГУ для ЕСКД. Эн. схемы)



$R_{\text{демодул}} = 50 \Omega$   
Все входы диодика д. согласованы

Дом-р. музен, т.к. имеется нест. ток и гетеродин не мешает делают проходной конд-р

Нед-т: - потери мощности  
- наличие большого шага комбинац. частот

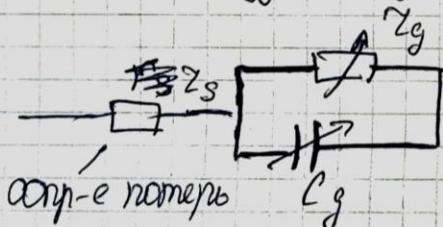
Основные характеристики антенны (6 методик)

### 1. Потери преобразования

$$L = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вн}}}, \text{дБ}$$

или на выходе

Откуда берутся потери?

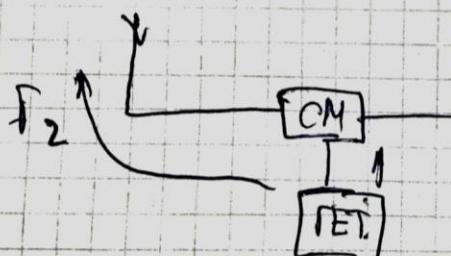


сопр.-е потерь

### 2. Мощность генерации (эмиссионная)

Всем. неск. мВт

### 3. Развязка



генерации можно приводить в режим, наз. неск. неодн.-ко развязка аттеню-генератор

### 4. Динамич. диапазон (разница между м1δ и м1α)

1) потери преобразования (величина, обратная коэффициенту передачи)

$$L = 10 \lg P_C / P_{\text{ПЧ}}, \text{дБ},$$

где  $P_C$  и  $P_{\text{ПЧ}}$  – номинальные мощности входного СВЧ сигнала и преобразованного сигнала ПЧ. Потери преобразования показывают, во сколько раз уменьшается мощность сигнала после преобразования его в промежуточную частоту. У серийно выпускаемых промышленностью балансных смесителей  $L = 7-9$  дБ в сантиметровом диапазоне волн;

2) нормированный коэффициент шума

$$F_{\text{ш норм}} = L (n_{\text{ш}} + F_{\text{ш ПЧ}} - 1),$$

где  $n_{\text{ш}}$  – шумовое отношение,  $n_{\text{ш}} = P_{\text{ш выход}} / kT_0 P_{\text{ш УПЧ}}$ ,

$F_{\text{ш ПЧ}}$  – коэффициент шума УПЧ;

3) коэффициент стоячей волны входа  $K_{\text{ст}}$ ;

4) развязка между сигнальным и гетеродинным входами. Обычно составляет 20-30 дБ;

5) развязка между гетеродинным входом и выходом промежуточной частоты. Обычно равна 15-30 дБ;

6) мощность гетеродина. У серийно выпускаемых балансных смесителей 2-20 мВт;

7) спектр выходного сигнала;

8) динамический диапазон по уровню мощности входного сигнала.

## **10. Балансные смесители. Схемное построение. Характеристики.**

Балансный диодный смеситель содержит (рис.35) две смесительные секции и гибридное устройство распределения мощности, которое обеспечивает деление мощностей входного сигнала и сигнала гетеродина поровну между двумя диодами с определенными фазовыми соотношениями, а также развязку между цепями сигнала и гетеродина. В качестве гибридного соединения в проектируемом микрополосковом смесителе используется направленный ответвитель на связанных линиях Ланге.

Преимуществом ответвителя Ланге перед другими направленными ответвителями является его широкополосность: верхняя граничная рабочая частота устройства в два раза выше нижней граничной частоты (ширина полосы - октава).

Основным достоинством БСМ является:

- фазовое подавление амплитудных шумов генератора гетеродинного сигнала из-за того, что напряжение сигнала гетеродина поступает на входы диодов с относительным сдвигом фаз  $180^\circ$ ;
- подавление четных гармоник гетеродина, что уменьшает уровень побочных продуктов преобразования и, как следствие, повышает помехоустойчивость и динамический диапазон;
- при выходе из строя одного диода смеситель остается работоспособным, при этом уровень выходного сигнала падает примерно на 3 дБ, а коэффициент шума возрастает на 5...6 дБ;
- повышается электрическая прочность смесителя, т.к. мощность помех распределяется между двумя диодами.

При количественном анализе работы балансного смесителя ВАХ диода аппроксимируют рядом Тейлора

К первому смесительному диоду прикладывается сумма напряжений  $u_{D1}(t) = u_r(t) + u_c(t)$ , ко второму – их разность  $u_{D2}(t) = u_r(t) - u_c(t)$ .

Подставляя выражение для  $u_{D1}(t)$  и  $u_{D2}(t)$  в (1) и считая ВАХ диода квадратичной, найдем токи диодов  $i_{D1} = i_d(u_{D1})$ ,  $i_{D2} = i_d(u_{D2})$ .

$$i_{D1} = I_0 + a(U_r \cos \omega_r t + U_c \cos \omega_c t) + b(U_r \cos \omega_r t + U_c \cos \omega_c t)^2 + \dots$$

Если диоды абсолютно идентичны, т.е. подобраны в пары, результирующий ток в общей цепи промежуточной частоты равен:

$$i_{\Sigma} = i_{D1} - i_{D2} \approx 2aU_c \cos \omega_c t + 4bU_r U_c \cos \omega_c t \cos \omega_r t + \dots$$

Первое слагаемое (2) характеризует прямое прохождение сигнала через смеситель, второе слагаемое – полезное преобразование частоты:

$$\cos \omega_r t \cdot \cos \omega_c t = 0.5[\cos(\omega_r - \omega_c)t + \cos(\omega_r + \omega_c)t],$$

где  $(\omega_r - \omega_c) = \omega_{\text{пп}}$  – промежуточная частота,

$(\omega_r + \omega_c) = \omega_{\text{зк}}$  – зеркальная частота.

В связи с тем, что составляющие тока с частотой гетеродина  $\omega_r$  взаимно компенсируются, амплитудные шумы гетеродина не попадают на выход смесителя.

#### 4.2.3. БАЛАНСНЫЕ СМЕСИТЕЛИ

Балансные смесители могут быть двухдиодными, двойными балансными, кольцевыми и двойными кольцевыми.

*Двухдиодные балансные смесители* (БС) чаще всего выполняются на 3-декибеловых мостах. Основным преимуществом БС является возможность фазового подавления амплитудных шумов гетеродина.

На рис. 4.19 упрощенно показаны конструкция и эквивалентная схема БС. Он состоит из двух смесительных секций с диодами  $VD1$  и  $VD2$ , к которым через щелевой мост  $ЩМ$  подводятся колебания сигнала  $P_c$  и гетеродина  $P_r$  на частотах  $\omega_c$  и  $\omega_r$  соответственно, причем  $\omega_c > \omega_r$ .

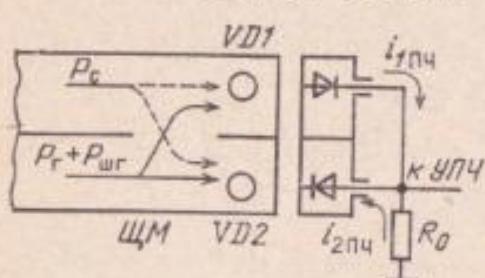


Рис. 4.19. Волноводный балансный смеситель на щелевом мосте

Если положить начальные фазы этих колебаний на входе  $ЩМ$  равными нулю, то согласно свойству  $ЩМ$  к диоду  $VD1$  приложены напряжения  $u_{1c} = U_c \times \cos \omega_c t$  и  $u_{1r} = U_r \cos(\omega_r t - \pi/2)$ , а к диоду  $VD2$  –  $u_{2c} = U_c \cos(\omega_c t - \pi/2)$  и  $u_{2r} =$

$= U_r \cos \omega_r t$ . Диоды включены встречно-параллельно, поэтому через нагрузку  $R_0$  течет разность токов  $i_{\text{ПЧ}}$  частоты  $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_c - \omega_r$ . При полной симметрии схемы результирующий ток  $i_{\text{ПЧ}} = i_{0\text{ПЧ}} - i_{2\text{ПЧ}} = I_{\text{ПЧ}} \{ \cos [\omega_c t - \pi/2] - \cos [\omega_c t - (\omega_r t - \pi/2)] \} = 2I_{\text{ПЧ}} \sin(\omega_c - \omega_r)t$ , т. е. токи полезных сигналов складываются в нагрузке синфазно.

Представим АМ шумы гетеродина, действующие в полосе сигнала  $\omega_c$  и в полосе зеркального канала  $\omega_{\text{зк}}$ , как боковые полосы АМ колебаний с несущей  $\omega_r$  (см. рис. 1.6):

$$u_{\text{шгс}} = U_{\text{ш}} \cos [(\omega_r + \omega_{\text{ПЧ}})t - \varphi_{\text{ш}}] \text{ и}$$

$$u_{\text{шзк}} = U_{\text{ш}} \cos [(\omega_r - \omega_{\text{ПЧ}})t + \varphi_{\text{ш}}].$$

Прием шумов гетеродина в полосе сигнала дает шумовой ток:

$$\begin{aligned} i_{\text{шс}} &= i_{1\text{шс}} - i_{2\text{шс}} = I_{\text{шс}} \{ \cos [(\omega_r + \omega_{\text{ПЧ}})t - \varphi_{\text{ш}} - \pi/2 - \\ &\quad - (\omega_r t - \pi/2)] - \cos [(\omega_r + \omega_{\text{ПЧ}})t - \varphi_{\text{ш}} - \omega_r t] \} = \\ &= I_{\text{шс}} [\cos(\omega_{\text{ПЧ}}t - \varphi_{\text{ш}}) - \cos(\omega_{\text{ПЧ}}t - \varphi_{\text{ш}})] = 0. \end{aligned}$$

Следовательно, шумы гетеродина, принятые в полосе сигнала, взаимно компенсируются в нагрузке.

Аналогичными выкладками можно показать, что шумы гетеродина, принятые по зеркальному каналу, также вычитаются в нагрузке. В реальных БС вследствие неизбежного разбаланса схемы шумы гетеродина подавляются на 15...30 дБ. Теперь становится понятно, почему для БС диоды выпускаются подобранными в пары с близкими параметрами.

Во многих применениях смесителей требуется высокая развязка сигнального входа от гетеродинного. В БС с квадратурными мостами, схема которых подобна рис. 4.19, гетеродин и антenna подключены к развязанным плечам моста, но реально развязка оказывается низкой, не более 10 дБ, не только из-за разбаланса схемы, но также из-за того, что при неполном согласовании диодов с волноводом отраженные от них колебания гетеродина направляются на сигнальный вход. Лишенная этого недостатка схема показана на рис. 4.20, отличающаяся тем, что смесительные диоды подключены к квадратурному мосту со сдвигом на  $\Lambda/4 \approx \Lambda_c/4 \approx \Lambda_r/4$  [34].

Если учитывать лишь фазовые набеги в шлейфном мосту, то запаздывание отраженных от диода  $VD1$  колебаний гетеродина, прошедших по пути 2—3— $VD1$ —3—2, можно положить равным  $2\pi$ . Отраженные диодом  $VD2$  колебания, прошедшие путь 2—4— $\Lambda/4$ — $VD2$ — $\Lambda/4$ —4—2, также задержатся на  $2\pi$ . В результате отраженные колебания гетеродина

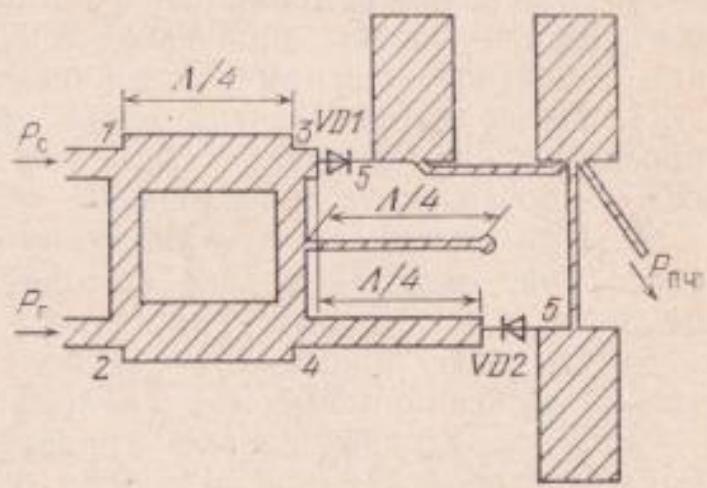


Рис. 4.20. Микрополосковый балансный смеситель с высокой развязкой цепей сигнал — гетеродин на квадратурном мосте

проходят на вход 2, а колебания сигнальной частоты — на вход 1, и развязка входных плеч приближается к значению, присущему идеально согласованному квадратурному мосту.

Пользуясь изложенной методикой, находим, что напряжение ПЧ в результате основного преобразования ( $\omega_{\text{ПЧ}}t - \Phi_{\text{ПЧ}} = (\omega_c t - \varphi_c) - (\omega_r t - \varphi_r)$ ) на диоде  $VD1$  имеет задержку по фазе  $\Phi_{1\text{ПЧ}} = (\varphi_c + \pi/2) - (\varphi_r + \pi) = \varphi_c - \varphi_r - \pi/2$ , на диоде  $VD2 - \Phi_{2\text{ПЧ}} = (\varphi_c + 3\pi/2) - (\varphi_r + \pi) = \varphi_c - \varphi_r + \pi/2$ . Для сложения этих противофазных колебаний на входах ФНЧ в точках 5 диоды включены встречно. При этом фазовая задержка колебаний ПЧ на выходе БС равна

$$\Phi_{\text{ПЧ}} = \varphi_c - \varphi_r - \pi/2. \quad (4.12)$$

Колебания ЗЧ, образующиеся путем преобразования ( $\omega_s t - \varphi_s = 2(\omega_r t - \varphi_r) - (\omega_c t - \varphi_c)$ ), на диоде  $VD1$  имеют задержку  $\varphi_{1s} = 2(\varphi_r + \pi) - (\varphi_c + 3\pi/2) = -2\varphi_r - \varphi_c + 3\pi/2$ , а на диоде  $VD2$  — задержку  $\varphi_{2s} = 2(\varphi_r + \pi) - (\varphi_c + 3\pi/2) = -2\varphi_r - \varphi_c + \pi/2$ . Отражаясь от ФНЧ в точках 5 с задержкой на  $\pi$ , колебания ЗЧ складываются на входе 1, имея одинаковую фазовую задержку

$$\varphi_s = 2\varphi_r - \varphi_c + 3\pi/2 + \pi + \pi/2 = 2\varphi_r - \varphi_c + \pi. \quad (4.13)$$

Это учитывают при использовании энергии колебаний ЗЧ в двойных БС.

Принятые из эфира по зеркальному каналу помехи на частоте  $\omega_{\text{зк}}$  путем преобразования ( $\omega_{\text{ПЧ}}t - \Phi_{\text{ПЧ}})_m = (\omega_r t - \varphi_r) - (\omega_{\text{зк}}t - \varphi_{\text{зк}})$  на ПЧ имеют фазовую задержку

$$\Phi_{\text{ПЧ зк}} = \Phi_{\text{ПЧ зк1}} = (\varphi_r + \pi) - (\varphi_{\text{зк}} + \pi/2) = \varphi_r - \varphi_{\text{зк}} + \pi/2. \quad (4.14)$$

Это выражение будет использовано при рассмотрении фазового подавления приема по зеркальному каналу в двойных БС.

Перечислим преимущества балансной схемы смесителя.

1. Благодаря фазовому подавлению шумов гетеродина коэффициент шума смесителя снижается на 2...5 дБ, а при большом уровне шумов гетеродина — на 5...10 дБ.

2. Вся мощность гетеродина поступает на диоды, поэтому можно использовать гетеродины меньшей мощности.

3. Благодаря подавлению в балансной схеме четных гармоник гетеродина уровень побочных продуктов преобразования меньше — повышаются помехоустойчивость и динамический диапазон.

4. Повышается электрическая прочность смесителя, так как просачивающаяся через устройство защиты приемника мощность помех поступает на два диода.

5. При выходе одного диода из строя схема остается работоспособной, однако уровень выходного сигнала падает примерно на 3 дБ, а коэффициент шума возрастает на 5...6 дБ.

6. Потери принимаемого сигнала в цепи гетеродина незначительны благодаря высокой (15...20 дБ) развязке мостовых схем.

Благодаря перечисленным преимуществам в современных приемных устройствах используются БС, как правило, в интегральном исполнении на арсенид-галлиевых ДБШ.

Нормированный коэффициент шума БС в диапазоне 5...10 ГГц равен 7...10 дБ,  $L_{\text{прб}} \approx 5 \dots 8$  дБ.

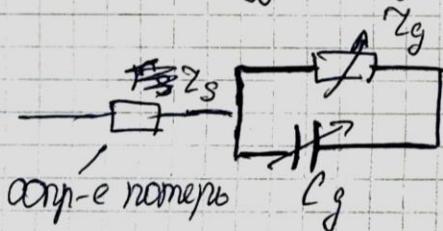
Основные характеристики антенны (6 методик)

### 1. Потери преобразования

$$L = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вн}}}, \text{дБ}$$

или на выходе

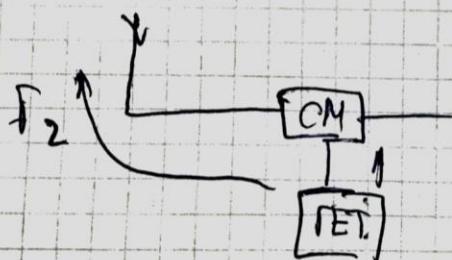
Откуда берутся потери?



### 2. Мощность генерации (эмиссионная)

Всем. неск. мВт

### 3. Развязка



генерации можно предотвратить, если использовать развязку аттенюатор-генератор

### 4. Динамич. диапазон (разница между м1δ и м1α)

1) потери преобразования (величина, обратная коэффициенту передачи)

$$L = 10 \lg P_C / P_{\text{ПЧ}}, \text{дБ},$$

где  $P_C$  и  $P_{\text{ПЧ}}$  – номинальные мощности входного СВЧ сигнала и преобразованного сигнала ПЧ. Потери преобразования показывают, во сколько раз уменьшается мощность сигнала после преобразования его в промежуточную частоту. У серийно выпускаемых промышленностью балансных смесителей  $L = 7-9$  дБ в сантиметровом диапазоне волн;

2) нормированный коэффициент шума

$$F_{\text{ш норм}} = L (n_{\text{ш}} + F_{\text{ш ПЧ}} - 1),$$

где  $n_{\text{ш}}$  – шумовое отношение,  $n_{\text{ш}} = P_{\text{ш выход}} / kT_0 P_{\text{ш УПЧ}}$ ,

$F_{\text{ш ПЧ}}$  – коэффициент шума УПЧ;

3) коэффициент стоячей волны входа  $K_{\text{ст}}$ ;

4) развязка между сигнальным и гетеродинным входами. Обычно составляет 20-30 дБ;

5) развязка между гетеродинным входом и выходом промежуточной частоты. Обычно равна 15-30 дБ;

6) мощность гетеродина. У серийно выпускаемых балансных смесителей 2-20 мВт;

7) спектр выходного сигнала;

8) динамический диапазон по уровню мощности входного сигнала.

## 11. Определение динамического диапазона смесителя.

Одно из основных требований к смесителям — отсутствие искажений в спектре колебаний ПЧ. Наименьшее количество нежелательных продуктов преобразования имеет смеситель на диоде с квадратичной ВАХ

$$i = a_2 u^2, \quad (4.20)$$

при которой  $i = a_2(u_c + u_r)^2 = 0,5a_2(U_c^2 + U_r^2) + 0,5a_2U_c^2\cos 2\omega_c t + 0,5a_2U_r^2\cos 2\omega_r t + a_2U_cU_r\cos(\omega_c + \omega_r)t + a_2U_cU_r\cos(\omega_c - \omega_r)t$ , т. е. имеются только постоянная составляющая, вторые гармоники сигнала и гетеродина, колебания суммарной частоты (выходные для МС) и разностной (ПЧ входных смесителей). Именно поэтому предпочтительны диоды с ВАХ, близкой к квадратичной, а на ДБШ с большим  $\varphi_k$  иногда подается прямое смещение для вывода рабочей точки на квадратичный участок ВАХ, при этом также уменьшается требуемая мощность гетеродина.

Амплитудные искажения АМ сигнала в спектре ПЧ возникают, в основном, за счет члена четвертого порядка ВАХ (4.11):

$$\Delta i_{\text{ПЧ}} = \frac{3}{2} a_4 U_c U_r (U_c^2 + U_r^2) \cos(\omega_c - \omega_r)t, \text{ т. е. } \Delta i_{\text{ПЧ}} \sim U_c^3;$$

если  $U_c^2 \ll U_r^2$ , то  $\Delta i_{\text{ПЧ}} \sim U_c$ , искажения отсутствуют.

При больших уровнях принимаемого полезного сигнала опасны комбинационные частоты вида

$$|\pm mf_c \pm nf_r| = f_{\text{пч}}, \quad (4.21)$$

поскольку их спектр на ПЧ отличается от спектра продуктов основного преобразования  $f_c - f_r = f_{\text{пч}}$  и от этих возникающих в смесителе помех невозможно избавиться фильтрацией. Для сравнения свойств различных схем смесителей в табл. 4.1 знаком + показано наличие комбинационных составляющих с наибольшей амплитудой ( $m, n = 1 \dots 6$ ). Как видно из таблицы, спектр НБС содержит все возможные комбинационные составляющие; в БС их в 2 раза меньше за счет подавления четных гармоник гетеродина; в ДБС и КС благодаря компенсации четных гармоник гетеродина и сигнала, их в 4 раза меньше. Поэтому, как правило, предпочтение отдается балансным схемам, подавляющим также АМ шумы гетеродина, и даже таким сложным в реализации, как ДБС и двойные КС, в которых осуществимо фазовое подавление приема по зеркальному каналу и возврат энергии колебаний ЗЧ, благодаря чему в них  $L_{\text{прб}} \approx 4 \dots 5$  дБ по сравнению с  $L_{\text{прб}} \approx 7 \dots 10$  дБ у НБС и БС.

Таблица 4.1. Наличие комбинационных частот в спектре входных и мощных смесителей

Гармоники сигнала $C$	Гармоники гетеродина $\Gamma$						Схема смесителя
	1	2	3	4	5	6	
1	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	+	-	+	-	+	-	ДБС, КС
2	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	-	-	-	-	-	-	ДБС, КС
3	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	+	-	+	-	+	-	ДБС, КС
4	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	-	-	-	-	-	-	ДБС, КС
5	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	+	-	+	-	+	-	ДБС, КС
6	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	-	-	-	-	-	-	ДБС, КС

Для определения номиналов комбинационных частот, совпадающих с ПЧ, удобны номограммы типа изображенной на рис. 4.30 для случая  $f_c \geq f_r$ . Жирная линия  $C-\Gamma$  показывает изменение нормированной ПЧ  $f_{\text{ПЧ}}/f_r = (f_c - f_r)/f_r$  в зависимости от нормированной частоты сигнала  $f_c/f_r = 1 \dots 2$ . Остальные линии отображают нормированные комбинационные частоты

$$\frac{|\pm mf_c \pm nf_r|}{f_r} = \frac{|\pm mC \pm n\Gamma|}{\Gamma},$$

обусловленные кубическим членом в степенном ряду ВАХ (4.11) и членами более высокого порядка. Для НБС необходимо учитывать все точки их пересечения с линией  $C-\Gamma$ , соответствующие пораженным комбинационными помехами частотам сигнала: в пределах данной номограммы имеется 9 пораженных частот. Из них наибольшую амплитуду имеет помеха на частоте  $f_c/f_r = 1,5$  вида  $2\Gamma-C$  (т. е.  $2f_r - f_c = f$ ), обусловленная кубическим членом ВАХ. Обычно используется свободный от комбинационных частот начальный участок линии  $C-\Gamma$  с максимальным значением  $f_{\text{ПЧ}}/f_r \approx 0,15$ , что при 10%-ной полосе УПЧ соответствует нормированной мгновенной полосе небалансного смесителя  $\Delta f/f_c = 0,1(f_{\text{ПЧ}}/f_c)$  менее 1,5%, в то время, как, например, смеситель бортового ретранслятора должен иметь полосу около 5 ... 8%.

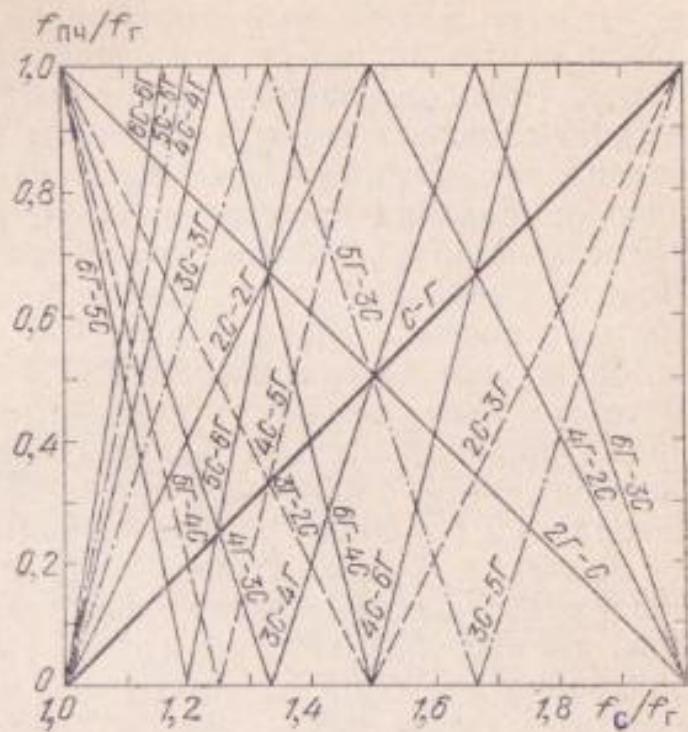


Рис. 4.30. Номограмма для определения комбинационных частот в смесителе

Рассмотрим теперь влияние помех большого уровня мощности, попадающих в смеситель приемного устройства на частотах, близких к полосе основного канала приема (см. рис. 1.6), вследствие недостаточной избирательности предшествующих каскадов — входного фильтра и МШУ приемника.

Во-первых, это помеха на частоте зеркального канала  $f_{зк} = f_r - f_{пч}$  (при  $f_c > f_r$ ), для борьбы с которой во входных цепях может быть включен настроенный на ЗЧ режекторный фильтр или применен ДБС либо двойной КС с фазовым подавлением помехи зеркального канала на ПЧ (см. п. 4.2.4); может быть использовано двойное преобразование частоты с высоким номиналом первой ПЧ.

Во-вторых, это так называемая полузеркальная помеха  $f_1 = f_r \pm 0.5f_{\text{пч}}$ , которая в результате преобразования  $|2f_1 - f_r| = |2f_r \pm f_{\text{пч}} - 2f_r| = f_{\text{пч}}$  попадает в тракт ПЧ. Полузеркальная помеха вида  $f_1 = f_r + 0.5f_{\text{пч}}$  более опасна, поскольку она расположена ближе к  $f_c$ :  $f_1 = f_c - 0.5f_{\text{пч}}$ . Ее влияние значительно, если номинал ПЧ меньше полосы пропускания неперестраиваемых входных устройств. В БС такая помеха подавляется на 15...20 dB, в ДБС — на 30...40 dB в зависимости от степени баланса схемы.

В-третьих, это двухчастотные интермодуляционные помехи (см. § 1.4), среди которых наибольшую амплитуду могут иметь помехи второго порядка вида  $f_1 - f_2 = f_{\text{НЧ}}$ ,  $f_1 + f_2 = f_{\text{ЭК}}$ ,  $f_1 + f_2 = f_c$  и третьего порядка  $2f_1 - f_2 = f_c$  (при  $f_2 > f_1 > f_c$ ) и  $2f_2 - f_1 = f_c$  (при

$f_c > f_1 > f_2$ ). Напомним, что порядок интермодуляционной помехи равен сумме порядков (номеров) взаимодействующих гармоник помех. Преобразованная на ПЧ интермодуляционная помеха  $2f_1 - f_2$  обусловлена четвертым членом ВАХ (4.11) и может быть записана так:  $U_{\text{ПЧ из}} = 2a_4 U_1^2 U_2 U_r \cos(2\omega_1 - \omega_2 - \omega_r)t$ . Ее амплитуда пропорциональна произведению  $U_1^2 U_2$ , т. е. является величиной третьего порядка; то же относится к мощности:  $P_{\text{ПЧ из}} \sim P_1^2 P_2$ . Поэтому зависимость мощности интермодуляционной помехи третьего порядка  $P_{\text{ПЧ из}} = \varphi(P_1 \cdot P_2)$  в логарифмическом масштабе отображается на графике прямой с наклоном  $\operatorname{tg} \alpha = 3$  (рис. 4.31). В то же время мощность полезного сигнала на ПЧ  $P_{\text{ПЧ}} = P_c L_{\text{пр}}$  прямо пропорциональна входной мощности сигнала  $P_c$  и отображается прямой с наклоном  $\operatorname{tg} \alpha = 1$ . При росте входных мощностей сигнала  $P_c$  и помех  $P_1, P_2$  указанные линии могут пересечься.

Значение  $P_c$ , при которой  $P_{\text{ПЧ}} = P_{\text{ПЧ из}}$  принимают за верхний предел  $P_{c,\text{в}}$  динамического диапазона смесителя — точка 1 для НБС на рис. 4.31 ( $P_{c,\text{в}} \approx 0$  дБм). Нижний предел динамического диапазона  $D = P_{c,\text{в}}/P_{c,\text{н}}$  зависит от уровня собственных шумов смесителя и составляет  $-(80 \dots 90)$  дБм. В БС мощность внешних помех, поступающих на диод, на 3 дБ меньше, чем в НБС, поэтому с учетом сложения колебаний ПЧ на выходе уровень  $P_{\text{ПЧ из}}$  ниже на  $3 \times 3 - 3 = 6$  дБ, в результате  $P_{c,\text{в}}$  (см. точку 2) больше примерно на 3 дБ. В четырехдиодных ДБС и КС, кроме отмеченного нелинейного механизма снижения уровня помехи на  $6 \times 3 - 6 = 12$  дБ по сравнению с НБС, подавляются четные гармоники помехи, поэтому уровень  $P_{\text{ПЧ из}}$  меньше на  $20 \dots 30$  дБ. В результате этого  $P_{c,\text{в}}$  возрастает на  $10 \dots 15$  дБ (точка пересечения 3). Динамический диапазон двойных КС и КС на восьми диодах

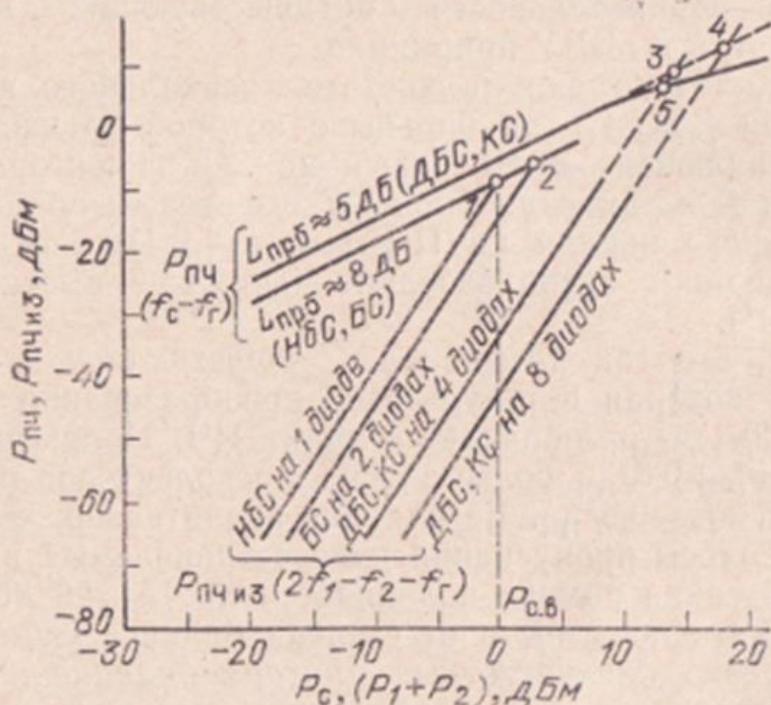
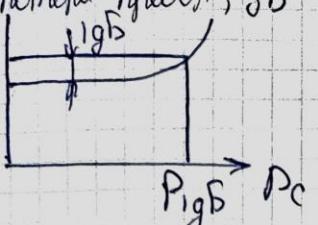


Рис. 4.31. К определению динамического диапазона смесителей

(включенных по два последовательно) еще больше (точка 4). Указанные значения верхнего предела динамического диапазона  $P_{c,v}$  являются ориентировочными, они зависят от схемы смесителя, формы ВАХ диода и его режима — уровня  $P_c$  и смещения. Заметим, что для ДБС и КС нельзя непосредственно по экспериментальным данным получить точки пересечения 3 или 4, так как при таких больших  $P_c$  начинает возрастать  $L_{\text{прб}}$ , поэтому  $P_{c,v}$  иногда оценивают по приращению  $L_{\text{прб}}$  на 1 дБ (точка 5).

#### 4. Динамич. диапазон (разница м/д и м/и)

1 способ: мощность  $10^6$  копиратора —  $P_{10^6} - \Delta P_{10^6}$   
 потери преобр., зб  
 $\downarrow 10^6$   
  
 $P_{10^6} \rightarrow P_c$

также мощ бх сим., при пот.  
 потери сим. ~~убыли~~ уб-ся на  
 $10^6$

2 принципиальный — точка IP<sub>3</sub> (мощка пересеч. 3-го порядка)  
 — продукт шестеродуплексии 3-го порядка

если  
 $f_{c1}$   
 $f_{c2}$   
 $f_2$   
 $f_{m2}$ , на базе  
 част. 4-го порядка

если  $2f_1 - f_2 \quad \} \approx f_c$ , то на выходе  
 $2f_2 - f_1 \quad \} \approx f_c$ , то на выходе

$(2f_1 - f_2) - f_2 \approx f_{m2}$  — помеха, параллельно  
 — каскад-я 4-го порядка (были на 4-м шаге)

Задаем блокированием промежутика помехой

$$U_{\text{нап-о}} = U_1^2 \cdot U_2 \cdot U_{\text{сем}} \quad \text{если напряж. соотв.}$$

$$U_{\text{нап}} = U_c \cdot U_{\text{сем}}$$

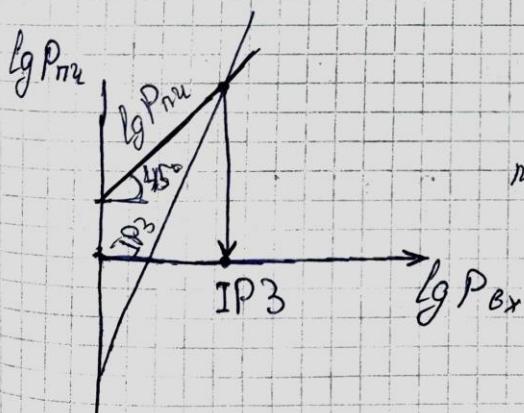
наезж. част.

$$\lg U_{\text{нап-о}} = 2 \lg U_1 + \lg U_2 + \lg U_{\text{сем}}$$

$$\lg U_{\text{нап}} = \lg U_c + \lg U_{\text{сем}}$$

если  $U_1 = U_2$ , то  $U_{\text{нап}} = U_{\text{напомехи}}^3 \cdot U_{\text{сем}}$

$$\lg U_{\text{нап}} = 3 \lg U_{\text{напомехи}} + \lg U_{\text{сем}}$$



$$2 \lg U_{\text{нап}} = 2 \lg U_c + \lg U_{\text{сем}}$$

поэтому

$$\lg U_{\text{нап}} = 3 \lg U_{\text{напомехи}}$$

в 3 раза круче

сиг. расчет же — е помехи и  
 масштабом мом., когда пересек и помеха задават шаг.

m. IP3 - малая мощность 2-ух одинак. но ант.

если на баллоне симметрия, при ком. их продукт пред-  
з-го нор. стакан равных мощн. наезда пропорциональ-

мощн.

$$\text{IP2: } f_1 - f_2 \approx f_{\pi^+} \Rightarrow \text{равенство}$$

$$f_1 + f_2 = f_c$$

## 12. Смесители с подавлением приема по зеркальному каналу.

**Двойные балансные смесители** (ДБС) позволяют осуществить фазовое подавление приема по зеркальному каналу на частоте  $\omega_{зк}$  и восстановление энергии колебаний ЗЧ  $\omega_z$  на ПЧ без применения входного фильтра, что исключает вносимые им потери и обеспечивает более широкую полосу рабочих частот, чем в НБС.

Функциональная схема ДБС на МПЛ показана на рис. 4.21 [34]. На  $BC1$  и  $BC2$ , включающих по две смесительные секции и одному квадратурному мосту (рис. 4.20), со входа ДБС через тройник  $T$  сигнал подан синфазно, а колебания гетеродина — со взаимным сдвигом в  $90^\circ$  через квадратурный мост  $M1$ . Здесь полагаем, что соседние плечи квадратурного моста  $1-2$  и  $3-4$  взаимно-развязаны, передача между диагональными плечами  $1-3$  или  $2-4$  происходит без набега фазы, а в направлении  $1-4$  или  $2-3$  — с задержкой на  $\pi/2$ .

На выходах БС за счет основного преобразования  $(\omega_{ПЧ}t - \varphi_{ПЧ}) = (\omega_c t - \varphi_c) - (\omega_r t - \varphi_r)$  согласно (4.12) получаются ортогональные по фазе колебания ПЧ

$$\varphi_{1ПЧ} = \varphi_c - \varphi_r - \pi/2, \quad (4.15)$$

$$\text{и } \varphi_{2ПЧ} = \varphi_c - (\varphi_r + \pi/2) - \pi/2 = \varphi_c - \varphi_r - \pi. \quad (4.16)$$

Они поступают на квадратурный мост  $M2$  и складываются синфазно на его выходе 8. Шумы гетеродина подавляются в каждом БС так, как это показано в п. 4.2.3 для БС на ЩМ.

Фазовое подавление приема по зеркальному каналу осуществляется следующим образом: принятая помеха  $\omega_{зк}$  в результате преобразования  $(\omega_{ПЧ}t - \varphi_{ПЧ})_{зк} = (\omega_r t - \varphi_r) - (\omega_{зк}t - \varphi_{зк})$  на выходе  $BC1$  согласно (4.14) имеет начальную фазу  $\varphi_r - \varphi_{зк} + \pi/2$ , а на выходе  $BC2$  — начальную фазу  $\varphi_r - \varphi_{зк} + \pi$ , благодаря чему эти колебания ПЧ суммируются мостом  $M2$  на выходе 7, к которому подключена поглощающая согласованная нагрузка  $CH2$ .

Повышение эффективности ДБС за счет восстановления энергии колебаний ЗЧ  $\omega_z$  на ПЧ можно пояснить так. В результате взаимодействия второй гармоники гетеродина с сигналом  $2(\omega_r t - \varphi_r) - (\omega_c t - \varphi_c) = \omega_z t - \varphi_z$  в  $BC1$  и  $BC2$  образуются равной амплитуды противофазные колебания ЗЧ: их начальные фазы на входах  $BC1$  и  $BC2$  согласно (4.13)

$$\varphi_{1z} = 2\varphi_r - \varphi_c + \pi, \quad (4.17)$$

$$\varphi_{2z} = 2(\varphi_r + \pi/2) - \varphi_c + \pi = 2\varphi_r - \varphi_c. \quad (4.18)$$

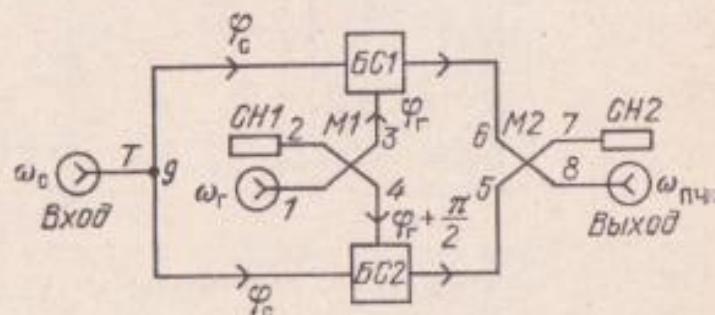
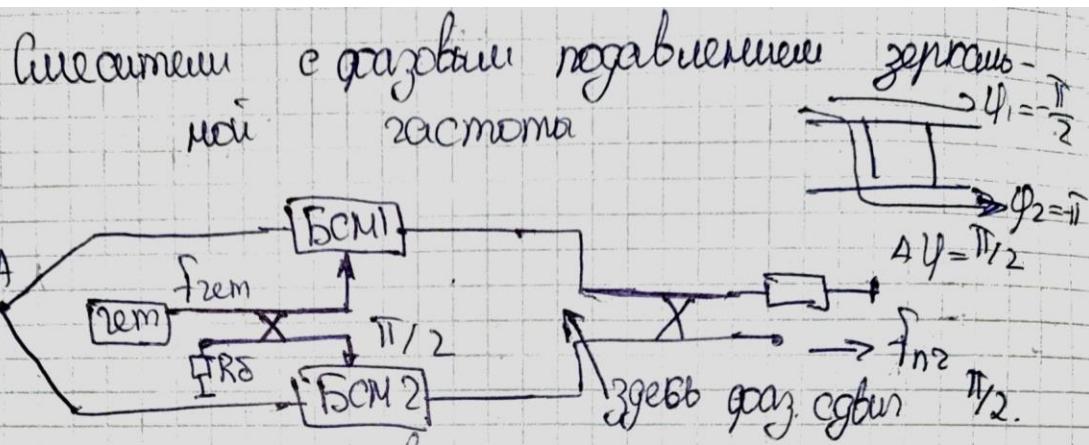


Рис. 4.21. Функциональная схема двойного балансного смесителя на квадратурных мостах с фазовым восстановлением энергии колебаний зеркальной частоты

Эти колебания распространяются в сторону входа ДБС навстречу друг другу и создают стоячую волну с узлом поля на сигнальном входе 9 синфазного делителя, равноудаленном от БС. Поэтому колебания ЗЧ не поступают в антенну, а проходят дальше на вход смежного смесителя, например от  $BC1$  к  $BC2$ , где происходит преобразование  $\omega_r - \omega_{13} = \omega_2 \text{ ПЧ}_z$ , которое должно дать колебания, синфазные с продуктом основного преобразования (4.16), для чего расстояние между входами  $BC1$  и  $BC2$  должно быть равно нечетному числу полуволн на частоте  $\omega_z$  (задержка на  $\pi$ ). С учетом этого сдвига, топологии одиночного БС (рис. 4.20) и начальной фазы колебаний ЗЧ (4.16) получаем на выходе  $BC2$   $(\omega_r t - \varphi_r - \pi/2 - \pi) - (\omega_{13} t - 2\varphi_r + \varphi_c - \pi - 3\pi/2) = \omega_2 \text{ ПЧ}_z t - \varphi_2 \text{ ПЧ}_z$ , где задержка  $\varphi_2 \text{ ПЧ}_z = \varphi_c - \varphi_r - \pi$  оказывается равной (4.16). Таким образом, преобразованные с ЗЧ колебания складываются с основными, в результате мощность ПЧ на выходе ДБС возрастает, а  $K_w$  уменьшается на 1...1,5 дБ [34].

Рассмотренный режим работы соответствует короткому замыканию (КЗ) диодов на ЗЧ, так как для обеспечения восстановления энергии зеркальных колебаний расстояние между диодами  $VD1$  и  $VD2$  (см. рис. 4.20)  $BC1$  и  $BC2$  выбрано равным  $\Lambda$ , а возникающие в БС колебания  $\omega_z$  противофазны (см. (4.17) и (4.18)).

Относительная полоса рабочих частот таких ДБС может составлять 20...30%, а при использовании мостов Ланге может достигать октавы. Заметим, что полоса рабочих частот смесителя  $\Delta f_{DdB} = \Delta f_m - 2f_{\text{ПЧ}} - 2\Delta f_{\text{ПЧ}}$  может быть заметно меньше рабочей полосы мостов  $\Delta f_m$ , поскольку значение  $f_{\text{ПЧ}}$  приемников СВЧ часто выбирается высокой, более 300...500 МГц, чтобы получить широкую мгновенную полосу сигнала  $\Delta f_{\text{ПЧ}}$ , которая, в свою очередь, ограничивается АЧХ мостовых схем сложения колебаний ПЧ на выходе смесителя.



cur. rem. наводится со сдвигом

Вс. cur. gen. наводки. Если наводки ендо. 2 cur., то  
бывает в множит.

Если пропуща  $f_{n2}$  ( $2f_{rem} - f_e$ ), то там различа  
ются и входят в другой вахт и продукт наихих полу-  
чаются равнот.

$\pi/2$ , т.е. з.в. частота  $\pi/2$ . На выходе 2 НО сдвигаются по  
фазе на  $\pi/2$

• Продукты предбр з.в. сдвигаются по фазе на  $\pi$ , то есть  
поступ. в 2-й вахт.

2-й вахт. з.в. (точка): в м.к наведение обходившееся  
з.в. (важущие наим-ое)

Из-за сб-б влагопоглощ. напр. син-ие вахт.  
пред. вахтам....

## 13. Субгармонические смесители

Субгармонические смесители.

В радиоаппаратуре миллиметрового диапазона из-за специфики диапазона ряд узлов имеет высокую себестоимость. Прежде всего, это относится к генераторным устройствам, выступающим в роли гетеродинов приемопередатчиков.

Данную проблему эффективно решают путем использования в микроволновом приемопередатчике субгармонических смесителей (СГСм), для которых в качестве гетеродинов могут служить более дешевые и стабильные по частоте генераторы и синтезаторы сантиметрового диапазона волн.

Кроме того, СГСм также позволяют решать проблему просачивания мощности гетеродина в сигнальный тракт. Наведенные на вход приемника колебания гетеродина излучаются антенной и создают радиочастотные помехи. Возвращаясь в приемник, «паразитный» сигнал создает трудно устранимый фон переменного тока, исчезающий только при отключении антенны. Это повысит помехоустойчивость приемника.

Простейшим СГСм может быть обычный однодиодный преобразователь. Однако наличие большого количества слабо подавленных паразитных продуктов преобразования привело к его малому использованию для телекоммуникационных устройств. Потребность в однодиодном СГСм осталась лишь в устройствах коротковолновой части миллиметрового диапазона волн, где сложно реализовать более сложные схемы многодиодных преобразователей частоты.

Наибольшее распространение получили СГСм на антипараллельных диодах. Такие смесители вследствие отсутствия в них колебаний с частотой  $f_{\text{гет.}} \pm f_{\text{ПЧ}}$  позволяют реализовать потери преобразования, сравнимые с потерями при преобразовании на основной гармонике гетеродина, а также получить значительное подавление АМ-шума гетеродина.

Схема и принцип действия смесителя на антипараллельных диодах приведены на [рис..](#)

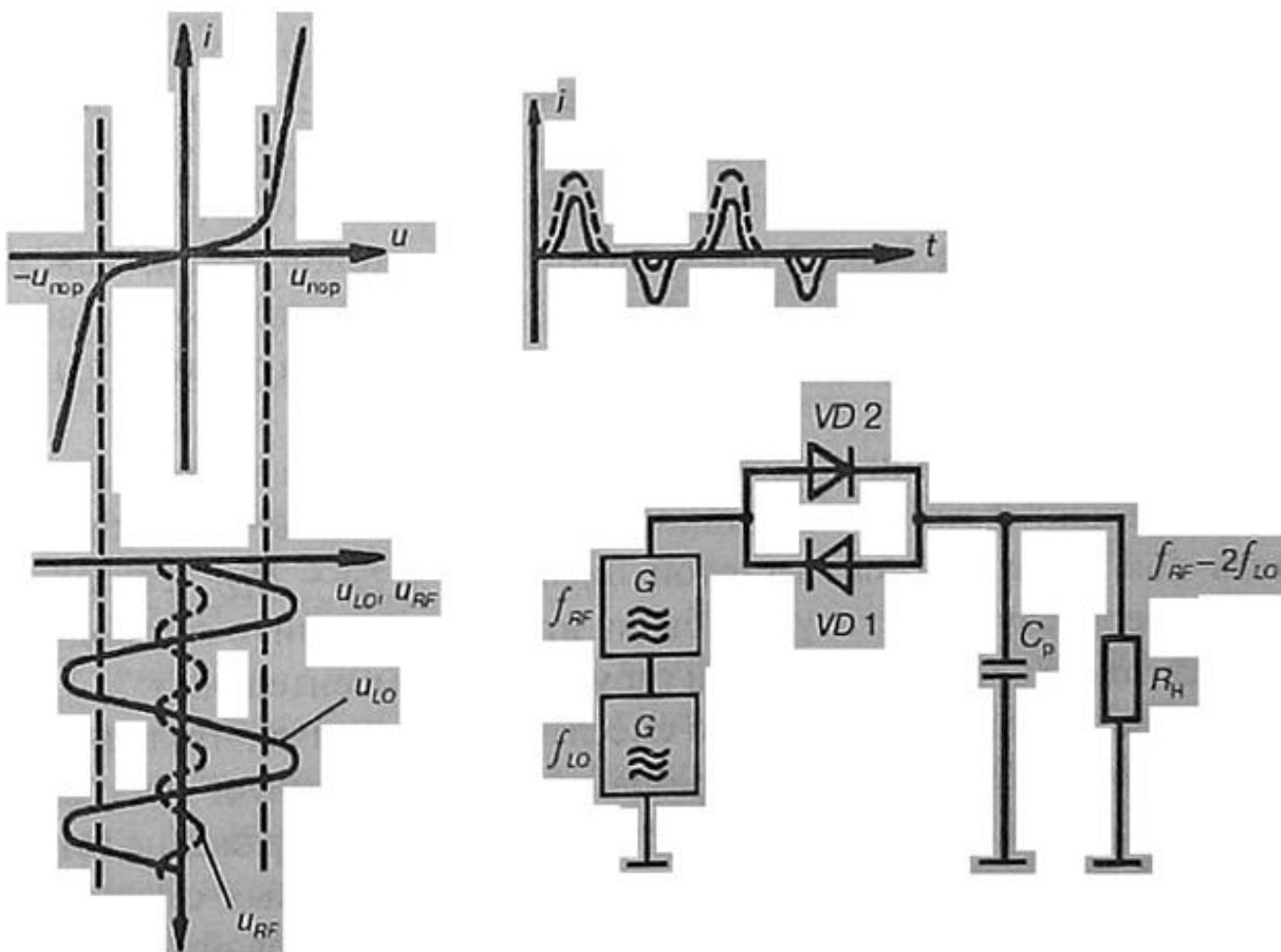


Рис. Схема и принцип действия субгармонического смесителя на антипараллельных диодах.

К антипараллельным диодам подводится одновременно напряжение сигнала и гетеродина. Частота гетеродина выбирается вдвое ниже частоты сигнала. В этих условиях один из диодов открывается на пиках положительных полуволн гетеродинного напряжения, а другой - на пиках отрицательных.

В результате сопротивление антипараллельно включенных диодов уменьшается дважды за период гетеродинного напряжения. Ток через диоды носит характер коротких разнополярных импульсов (сплошная линия на графике функции  $j(t)$ ). Среднее значение тока импульсов равно нулю, т. е. постоянная составляющая тока на выходе смесителя отсутствует.

При небольшом отличии частот  $f_c$  и  $2f_{\text{гет.}}$  в цепи диодов будет протекать ток с разностной частотой биений  $F = f_c - 2f_{\text{гет.}}$  Таким образом, смеситель преобразует частоту как бы на второй гармонике гетеродина, однако реальных токов с частотой второй гармоники в смесителе нет.

Главным достоинством описанного смесителя является то, что в нагрузке протекают лишь токи продуктов преобразования, но отсутствует постоянный ток, таким образом, смеситель не детектирует ни сигнал, ни напряжение гетеродина.

Коэффициент подавления АМ в балансных БС и кольцевых ДБС смесителях даже при самой тщательной балансировке обычно не превосходит 60...70 дБ. Для смесителя на антипараллельных диодах, не имеющего элементов балансировки, коэффициент подавления АМ достигает 70...80 дБ. Другое достоинство смесителя состоит в настройке гетеродина на вдвое более низкую частоту. Это улучшает стабильность частоты гетеродина и упрощает его выполнение, особенно в миллиметровом диапазоне. Кроме того, значительно уменьшаются паразитные наводки гетеродина на входные цепи УПЧ и смесителя. Излучение сигнала гетеродина в антенну получается на 30...60 дБ ниже, чем с обычными БС и ДБС.

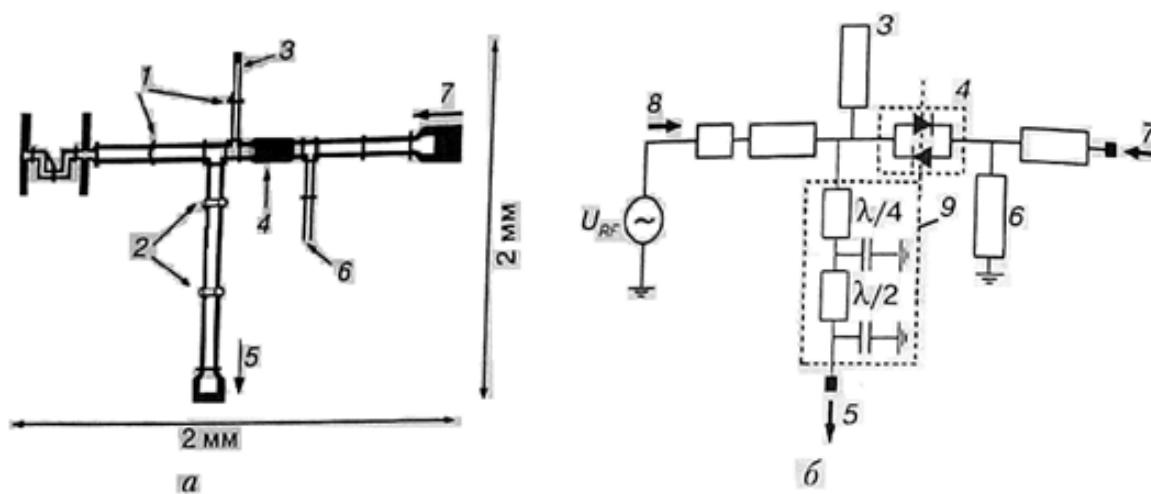
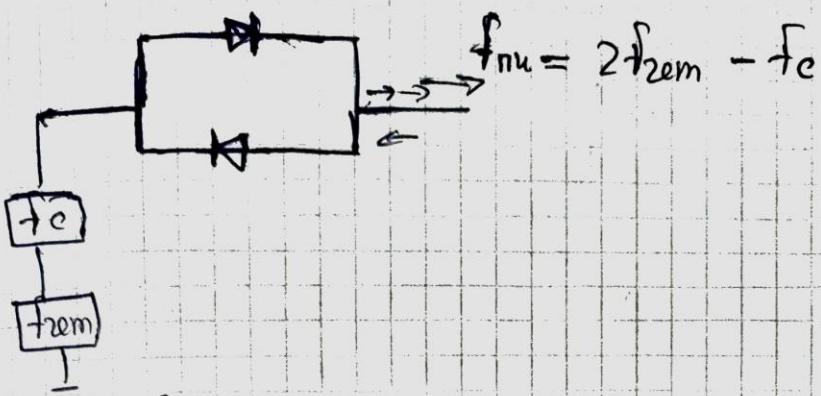


Рис. 4.87. Общий вид микросхемы (а) субгармонического смесителя на 150 ГГц и ее импедансная схема (б):

1 – «воздушные» мостики; 2 – емкости 0,2 пФ для закорачивания высокочастотного сигнала; 3 – шлейф ХХ ( $\lambda/4$ ) по гетеродину; 4 – диодный чип; 5 – выход ПЧ; 6 – шлейф КЗ ( $\lambda/2$ ) по сигналу; 7 – вход гетеродина; 8 – входной сигнал; 9 – дроссель по высокой частоте



на бетон. грунг прис. наименее рационально

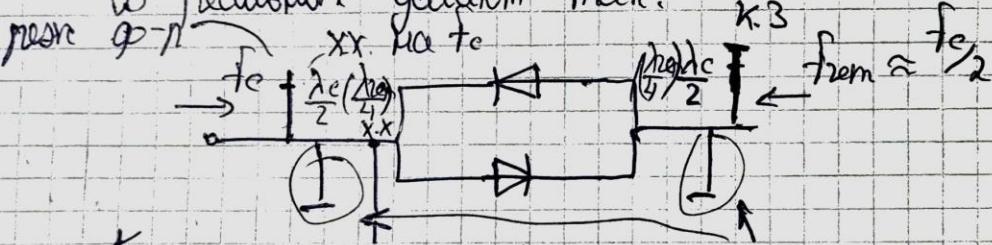
$$i_2 = I_0 + \alpha_1 l g + \dots$$

на бетон. опоры — //

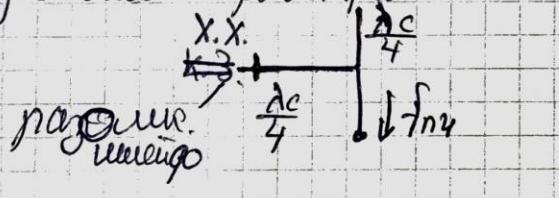
$$i_{22} = I_0 - \alpha_1 l g + \beta_1 l g^2$$

→ на балке имеем математическую гармонику

В реальном гидротом имеем:



такой расчет не ведет: нужно учесть вес конструкции. Давно  
забывали физику



## 14. Помехи большого уровня в смесителях.

Одно из основных требований к смесителям — отсутствие искажений в спектре колебаний ПЧ. Наименьшее количество нежелательных продуктов преобразования имеет смеситель на диоде с квадратичной ВАХ

$$i = a_2 u^2, \quad (4.20)$$

при которой  $i = a_2(u_c + u_r)^2 = 0,5a_2(U_c^2 + U_r^2) + 0,5a_2U_c^2\cos 2\omega_c t + 0,5a_2U_r^2\cos 2\omega_r t + a_2U_cU_r\cos(\omega_c + \omega_r)t + a_2U_cU_r\cos(\omega_c - \omega_r)t$ , т. е. имеются только постоянная составляющая, вторые гармоники сигнала и гетеродина, колебания суммарной частоты (выходные для МС) и разностной (ПЧ входных смесителей). Именно поэтому предпочтительны диоды с ВАХ, близкой к квадратичной, а на ДБШ с большим  $\phi_k$  иногда подается прямое смещение для вывода рабочей точки на квадратичный участок ВАХ, при этом также уменьшается требуемая мощность гетеродина.

Амплитудные искажения АМ сигнала в спектре ПЧ возникают, в основном, за счет члена четвертого порядка ВАХ (4.11):

$$\Delta i_{\text{ПЧ}} = \frac{3}{2} a_4 U_c U_r (U_c^2 + U_r^2) \cos(\omega_c - \omega_r)t, \text{ т. е. } \Delta i_{\text{ПЧ}} \sim U_c^3;$$

если  $U_c^2 \ll U_r^2$ , то  $\Delta i_{\text{ПЧ}} \sim U_c$ , искажения отсутствуют.

При больших уровнях принимаемого полезного сигнала опасны комбинационные частоты вида

$$|\pm mf_c \pm nf_r| = f_{\text{ПЧ}}, \quad (4.21)$$

поскольку их спектр на ПЧ отличается от спектра продуктов основного преобразования  $f_c - f_r = f_{\text{ПЧ}}$  и от этих возникающих в смесителе помех невозможно избавиться фильтрацией. Для сравнения свойств различных схем смесителей в табл. 4.1 знаком + показано наличие комбинационных составляющих с наибольшей амплитудой ( $m, n = 1 \dots 6$ ). Как видно из таблицы, спектр НБС содержит все возможные комбинационные составляющие; в БС их в 2 раза меньше за счет подавления четных гармоник гетеродина; в ДБС и КС благодаря компенсации четных гармоник гетеродина и сигнала, их в 4 раза меньше. Поэтому, как правило, предпочтение отдается балансным схемам, подавляющим также АМ шумы гетеродина, и даже таким сложным в реализации, как ДБС и двойные КС, в которых осуществимо фазовое подавление приема по зеркальному каналу и возврат энергии колебаний ЗЧ, благодаря чему в них  $L_{\text{пр}} \approx 4 \dots 5$  дБ по сравнению с  $L_{\text{пр}} \approx 7 \dots 10$  дБ у НБС и БС.

Таблица 4.1. Наличие комбинационных частот в спектре входных и мощных смесителей

Гармоники сигнала $C$	Гармоники гетеродина $\Gamma$						Схема смесителя
	1	2	3	4	5	6	
1	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	+	-	+	-	+	-	ДБС, КС
2	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	-	-	-	-	-	-	ДБС, КС
3	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	+	-	+	-	+	-	ДБС, КС
4	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	-	-	-	-	-	-	ДБС, КС
5	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	+	-	+	-	+	-	ДБС, КС
6	+	+	+	+	+	+	НБС
	+	-	+	-	+	-	БС
	-	-	-	-	-	-	ДБС, КС

Для определения номиналов комбинационных частот, совпадающих с ПЧ, удобны номограммы типа изображенной на рис. 4.30 для случая  $f_c \geq f_r$ . Жирная линия  $C-\Gamma$  показывает изменение нормированной ПЧ  $f_{\text{ПЧ}}/f_r = (f_c - f_r)/f_r$  в зависимости от нормированной частоты сигнала  $f_c/f_r = 1 \dots 2$ . Остальные линии отображают нормированные комбинационные частоты

$$\frac{|\pm mf_c \pm nf_r|}{f_r} = \frac{|\pm mC \pm n\Gamma|}{\Gamma},$$

обусловленные кубическим членом в степенном ряду ВАХ (4.11) и членами более высокого порядка. Для НБС необходимо учитывать все точки их пересечения с линией  $C-\Gamma$ , соответствующие пораженным комбинационными помехами частотам сигнала: в пределах данной номограммы имеется 9 пораженных частот. Из них наибольшую амплитуду имеет помеха на частоте  $f_c/f_r = 1,5$  вида  $2\Gamma-C$  (т. е.  $2f_r - f_c = f$ ), обусловленная кубическим членом ВАХ. Обычно используется свободный от комбинационных частот начальный участок линии  $C-\Gamma$  с максимальным значением  $f_{\text{ПЧ}}/f_r \approx 0,15$ , что при 10%-ной полосе УПЧ соответствует нормированной мгновенной полосе небалансного смесителя  $\Delta f/f_c = 0,1(f_{\text{ПЧ}}/f_c)$  менее 1,5%, в то время, как, например, смеситель бортового ретранслятора должен иметь полосу около 5 ... 8%.

Комбинационные частоты БС показаны на номограмме штриховыми и штрихпунктирными линиями, они совпадают с ПЧ лишь в четырех точках:  $f_c/f_r = 1,2; 1,33; 1,5$  и  $2$ . Из них наибольшую амплитуду имеет помеха на частоте  $f_c/f_r = 1,33$  вида  $3f_r - 2f_c = 3f_r - 2f_c$ , обусловленная членом ВАХ (4.11) пятого порядка. В ДБС и КС (см. штрихпунктирные линии) имеются всего две пораженные помехой частоты сигнала:  $f_c/f_r = 1,5$  (комбинация  $5f_r - 3f_c = 5f_r - 3f_c$ ) и  $2$  (комбинация  $3f_r - 5f_c = 3f_r - 5f_c$ ), обусловленные членом ВАХ (4.11) восьмого порядка, а потому малой интенсивности; широкополосность таких смесителей ограничена лишь мостовыми схемами, главным образом в цепях суммирования колебаний ПЧ, и может достигать октавы и более.

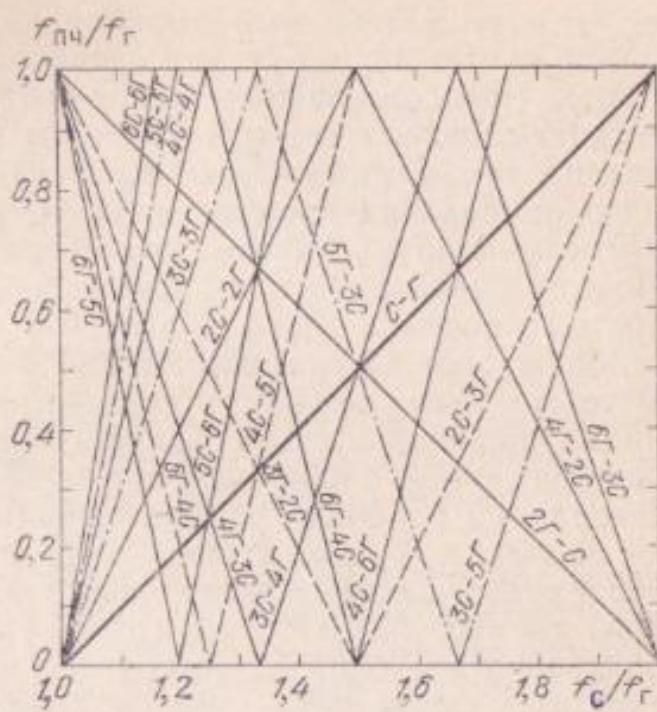


Рис. 4.30. Номограмма для определения комбинационных частот в смесителе

Рассмотрим теперь влияние помех большого уровня мощности, попадающих в смеситель приемного устройства на частотах, близких к полосе основного канала приема (см. рис. 1.6), вследствие недостаточной избирательности предшествующих каскадов — входного фильтра и МШУ приемника.

Во-первых, это помеха на частоте зеркального канала  $f_{зк} = f_r - f_{пч}$  (при  $f_c > f_r$ ), для борьбы с которой во входных цепях может быть включен настроенный на ЗЧ режекторный фильтр или применен ДБС либо двойной КС с фазовым подавлением помехи зеркального канала на ПЧ (см. п. 4.2.4); может быть использовано двойное преобразование частоты с высоким номиналом первой ПЧ.

Во-вторых, это так называемая полузеркальная помеха  $f_1 = f_r \pm 0,5f_{пч}$ , которая в результате преобразования  $|2f_1 - f_r| = |2f_r \pm f_{пч} - 2f_r| = f_{пч}$  попадает в тракт ПЧ. Полузеркальная помеха вида  $f_1 = f_r + 0,5f_{пч}$  более опасна, поскольку она расположена ближе к  $f_c$ :  $f_1 = f_c - 0,5f_{пч}$ . Ее влияние значительно, если номинал ПЧ меньше полосы пропускания неперестраиваемых входных устройств. В БС такая помеха подавляется на 15...20 дБ, в ДБС — на 30...40 дБ в зависимости от степени баланса схемы.

В-третьих, это двухчастотные интермодуляционные помехи (см. § 1.4), среди которых наибольшую амплитуду могут иметь помехи второго порядка вида  $f_1 - f_2 = f_{пч}$ ,  $f_1 + f_2 = f_{зк}$ ,  $f_1 + f_2 = f_c$  и третьего порядка  $2f_1 - f_2 = f_c$  (при  $f_2 > f_1 > f_c$ ) и  $2f_2 - f_1 = f_c$  (при

$f_c > f_1 > f_2$ ). Напомним, что порядок интермодуляционной помехи равен сумме порядков (номеров) взаимодействующих гармоник помех. Преобразованная на ПЧ интермодуляционная помеха  $2f_1 - f_2$  обусловлена четвертым членом ВАХ (4.11) и может быть записана так:  $U_{\text{ПЧ из}} = 2a_4 U_1^2 U_2 U_r \cos(2\omega_1 - \omega_2 - \omega_r)t$ . Ее амплитуда пропорциональна произведению  $U_1^2 U_2$ , т. е. является величиной третьего порядка; то же относится к мощности:  $P_{\text{ПЧ из}} \sim P_1^2 P_2$ . Поэтому зависимость мощности интермодуляционной помехи третьего порядка  $P_{\text{ПЧ из}} = \varphi(P_1 \cdot P_2)$  в логарифмическом масштабе отображается на графике прямой с наклоном  $\operatorname{tg} \alpha = 3$  (рис. 4.31). В то же время мощность полезного сигнала на ПЧ  $P_{\text{ПЧ}} = P_c L_{\text{пр}}$  прямо пропорциональна входной мощности сигнала  $P_c$  и отображается прямой с наклоном  $\operatorname{tg} \alpha = 1$ . При росте входных мощностей сигнала  $P_c$  и помех  $P_1, P_2$  указанные линии могут пересечься.

Значение  $P_c$ , при которой  $P_{\text{ПЧ}} = P_{\text{ПЧ из}}$  принимают за верхний предел  $P_{c,\text{в}}$  динамического диапазона смесителя — точка 1 для НБС на рис. 4.31 ( $P_{c,\text{в}} \approx 0$  дБм). Нижний предел динамического диапазона  $D = P_{c,\text{в}}/P_{c,\text{н}}$  зависит от уровня собственных шумов смесителя и составляет  $-(80 \dots 90)$  дБм. В БС мощность внешних помех, поступающих на диод, на 3 дБ меньше, чем в НБС, поэтому с учетом сложения колебаний ПЧ на выходе уровень  $P_{\text{ПЧ из}}$  ниже на  $3 \times 3 - 3 = 6$  дБ, в результате  $P_{c,\text{в}}$  (см. точку 2) больше примерно на 3 дБ. В четырехдиодных ДБС и КС, кроме отмеченного нелинейного механизма снижения уровня помехи на  $6 \times 3 - 6 = 12$  дБ по сравнению с НБС, подавляются четные гармоники помехи, поэтому уровень  $P_{\text{ПЧ из}}$  меньше на  $20 \dots 30$  дБ. В результате этого  $P_{c,\text{в}}$  возрастает на  $10 \dots 15$  дБ (точка пересечения 3). Динамический диапазон двойных КС и КС на восьми диодах

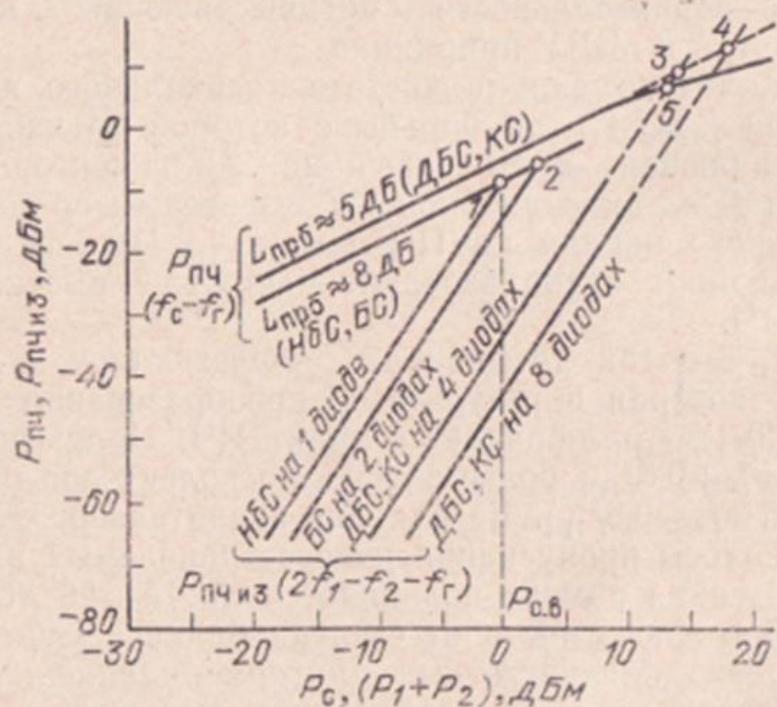
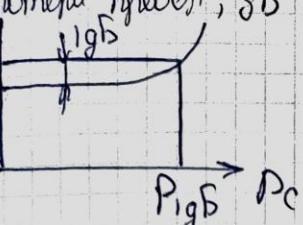


Рис. 4.31. К определению динамического диапазона смесителей

(включенных по два последовательно) еще больше (точка 4). Указанные значения верхнего предела динамического диапазона  $P_{c.v}$  являются ориентировочными, они зависят от схемы смесителя, формы ВАХ диода и его режима — уровня  $P_c$  и смещения. Заметим, что для ДБС и КС нельзя непосредственно по экспериментальным данным получить точки пересечения 3 или 4, так как при таких больших  $P_c$  начинает возрастать  $L_{\text{прб}}$ , поэтому  $P_{c.v}$  иногда оценивают по приращению  $L_{\text{прб}}$  на 1 дБ (точка 5).

#### 4. Динамич. диапазон (разница $\mu/\delta$ и $\mu/m$ )

1 способ: мощность  $1gB$  компрессии —  $P_{1gB} - \mu/\delta$   
 потери преобр.,  $\delta B$       также мощ бх си., при  $\mu/m$ .  
  
 $1gB$

2 принцип: —мощка IP3 (мощка пересеч. 3-го порядка) — продукт штатномодуляции 3-го порядка

если  $f_1, f_2$  — си.  $f_m$  — паразит. на базе  
 $f_{c1}, f_{c2}$  — частоты 4-го порядка  $\Rightarrow$  если  $2f_1 - f_2 \approx f_c$ , то на выходе  
 $(2f_1 - f_2) - f_2 \approx f_{m2}$  — паразит. на 4-ом порядке (вышины 4-го порядка)

Задаем блокированием приемника паразит.

$$U_{\text{пар-2}} = U_1^2 \cdot U_2 \cdot U_{\text{сем}} \quad \text{если } \log \lg, \text{ то}$$

анал. паразит. соотн.

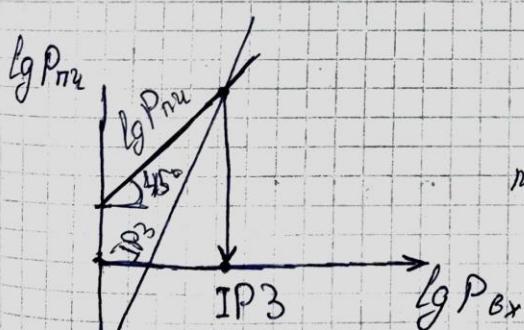
$$U_{\text{пар}} = U_c \cdot U_{\text{сем}} \quad \lg U_{\text{пар-2}} = 2 \lg U_1 + \lg_2 + \lg U_{\text{сем}}$$

паразит. частота

$$\lg U_{\text{пар}} = \lg U_c + \lg U_{\text{сем}}$$

$$\text{если } U_1 = U_2, \text{ то } U_{\text{пар}} = \underbrace{U_{\text{пар-2}}}_{3} \cdot U_{\text{сем}}$$

$$\lg U_{\text{пар}} = 3 \lg U_{\text{пар-2}} + \lg U_{\text{сем}}$$



$$2 \lg U_{\text{пар}} = 2 \lg U_c + \lg U_{\text{сем}}$$

потому

$$\lg U_{\text{пар}} = 3 \lg U_{\text{пар-2}}$$

в 3 раза круче

сил. частоты паразит. и паразит. мощ., когда пересек и паразит задавят пауз.

m. IP3 - малая мощность 2-ух одинак. но ант.

если на баллоне симметрия, при ком. их продукт пред-  
з-го нор. стакан равных мощн. наезда пропорциональ-

мощн.

$$\text{IP2: } f_1 - f_2 \approx f_{\pi^+} \Rightarrow \text{равенство}$$

$$f_1 + f_2 = f_c$$

## 15. Умножители частоты. Типы, характеристики

### 7.7.2. УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ДИОДАХ С НЕЛИНЕЙНЫМ АКТИВНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

При подаче переменного напряжения на точечный диод, например детекторный или смесительный, вольт-амперная характеристика которого может быть аппроксимирована ломаной линией, во внешней цепи диода вследствие отсечки возникают импульсы тока косинусоидальной формы (рис. 7.15) с богатым спектром. Гармонический анализ этих импульсов показывает, что амплитуда  $n$ -й гармоники будет максимальна при угле отсечки  $\theta \approx 120^\circ/n$ . При больших кратностях умножения  $n$  получению оптимальных углов отсечки препятствуют

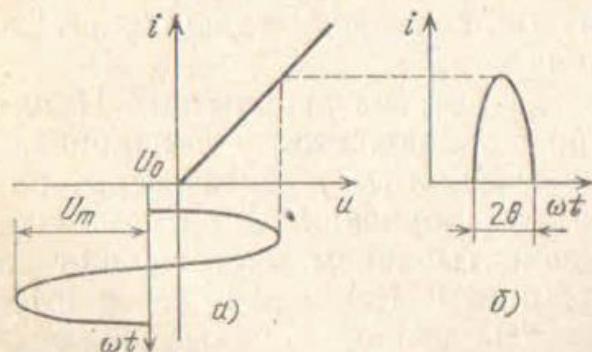


Рис. 7.15. Графики, поясняющие работу умножителей с отсечкой тока

200

пробой диода при больших значениях амплитуды колебаний и напряжений смещения, необходимых для получения малых углов отсечки.

Достоинства такого умножителя — простота конструкции, возможность работы без источника смещения и получения гармоник высоких порядков, вплоть до миллиметрового диапазона. Недостатки — малые выходная мощность (доли милливатта) и КПД.

Теоретически доказано, что вследствие потерь, обусловленных протеканием тока через активное сопротивление диода  $r_s + r$ , достигающее десятков ом, КПД резистивного умножителя не может превысить величину  $1/n^2$ , т. е.  $\eta = P_n/P_1 \leq 1/n^2$ . Практически реализуемые КПД оказываются еще меньше. Ориентировочно реальные потери умножителя в дБ, оцениваются с помощью выражения  $L = 10 \lg P_1/P_n \approx 6n$ .

Конструктивно резистивные умножители частоты сходны с детекторными головками (рис. 4.2—4.4), у которых удалена емкость, закорачивающая высокочастотные составляющие тока, и добавлены входной и выходной фильтры.

### 7.7.3. ВАРАКТОРНЫЕ УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Умножение частоты с помощью варактора осуществляется за счет искажения формы тока (напряжения) нелинейной емкостью запертого  $p-n$  перехода при подаче на него гармонического напряжения (тока) и выделения требуемой гармоники резонансной системой. Возможность такого умножения вытекает, например, из известного выражения  $i = dq/dt = d[C(u)u]/dt$ , поскольку эта производная при нелинейном характере  $C(u)$  (см. рис. 3.3) уже не будет гармонической, в спектре тока появляются высшие гармоники — см. (6.12).

Наличие потерь в реальном диоде (сопротивление  $r_s$ ) и не-полное согласование со входной и выходной цепями приводит к снижению КПД. Обычно варакторы в умножителях частоты работают в режиме частичного отпирания. Инжекция неосновных носителей в  $p-n$  переход и их рассасывание в отрицательный полупериод соответствуют появлению диффузационной емкости, значение и степень нелинейности которой значительно больше, чем барьерной. Это обеспечивает высокий КПД умножения в дециметровом и сантиметровом диапазонах: для удвоителей частоты до 60 ... 80%, утроителей до 50 ... 60%, четверителей до 30 ... 40%.

С ростом частоты эффективность умножителей падает: КПД при удвоении частот 40 ... 50 ГГц не превышает 20%, а при их утроении менее 10%. Для увеличения выходной мощности в этом случае используются усилители на диодах Ганна или ЛПД.

Различают две схемы варакторных умножителей частоты: параллельную и последовательную (рис. 7.16), контуры  $L_1C_1$  и  $L_nC_n$  которых настроены соответственно на первую и  $n$ -ю гармоники.

В параллельной схеме умножителя синусоидальный ток, протекая через нелинейную емкость, создает на ней несинусоидальное напряжение. Контур  $L_nC_n$  имеет малое сопротивление для тока  $n$ -й гармоники, поэтому напряжение частоты  $n\omega_1$  выделяется на сопротивлении нагрузки. Достоинством параллельной схемы является сравнительно простая возможность компенсации вредного влияния индуктивности вводов. Соединяя анод диода непосредственно с корпусом, можно также улучшить тейлоотвод, что позволяет работать при более высокой входной мощности и получать большую выходную. При этом возрастает КПД, так как нелинейная характеристика емкости используется полностью и, кроме того, в параллельной схеме через сопротивление  $r_s$  диода протекают токи значительной амплитуды только двух частот  $\omega_1$  и  $n\omega_1$ .

В последовательной схеме синусоидальное напряжение входного контура, приложенное к нелинейной емкости, вызывает протекание через нее несинусоидального тока. За счет этого тока на

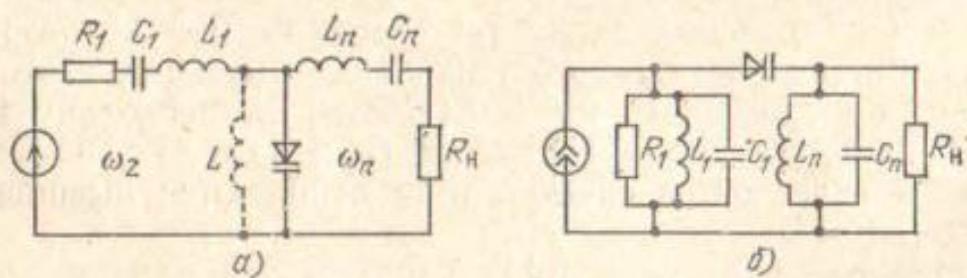


Рис. 7.16. Эквивалентные схемы параметрических умножителей частоты:  
а — параллельная; б — последовательная

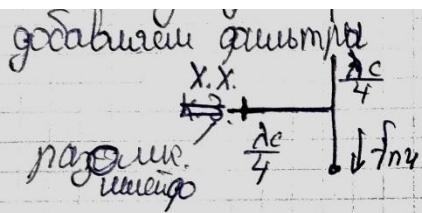
контуре  $L_nC_n$  и на нагрузке  $R_n$  создается падение напряжения частоты  $n\bar{f}_1$ . Эффективность такого умножителя ниже из-за худшего охлаждения диода (его нельзя заземлить) и больших потерь мощности в сопротивлении  $r_s$ , так как через диод протекают токи всех гармоник.

Если в умножителе на рис. 7.16,а использован диод с резким  $p-n$  переходом, то получить умножение больше чем на два практически невозможно, поскольку вольт-кулоновская характеристика емкости диода представляет собой параболу второго порядка. Для получения  $n$ -й гармоники третьего порядка и выше параллельно диоду с резким  $p-n$  переходом включают холостые последовательные контуры (или только индуктивность  $L$ , как показано штриховой линией на рисунке), которые обеспечивают прохождение через диод токов ( $n-1$ )-й и других низших гармоник. КПД умножителя заметно возрастает, что можно объяснить получением, например, третьей гармоники не только непосредственным умножением, но и смешением первой и второй гармоник на нелинейной емкости. Однако подключение холостых контуров уменьшает широкополосность умножителя частоты.

Полоса пропускания варакторного умножителя составляет несколько процентов от рабочей частоты (даже удвоителя). Умножитель с холостыми контурами имеет полосу менее 1%.

Имеются сведения о работе варакторных умножителей в диапазоне миллиметровых — субмиллиметровых волн [62]. При входной мощности  $P_1=30$  мВт утроитель отдавал более милливатта в диапазоне  $f_3=200 \dots 280$  ГГц. Другой утроитель на частотах  $f_3=260 \dots 340$  ГГц отдавал до милливатта при той же входной мощности.

Недостатком варакторных умножителей является возможность параметрической генерации паразитных колебаний на частотах, близких к выходной, а также резкая зависимость КПД от входной мощности. Последнее объясняется зависимостью среднего значения нелинейной емкости от переменного напряжения на ней, что приводит к расстройке контуров, настроенных при определенном уровне мощности. Для повышения стабильности работы умножителей используют автосмещение, производят тщательное согласование каскадов, включают между ними фильтры, вентили или циркуляторы.



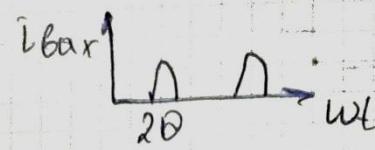
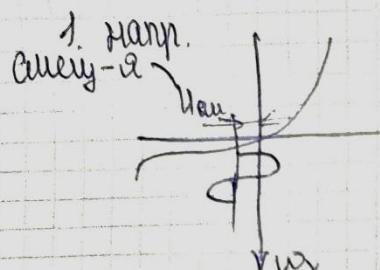
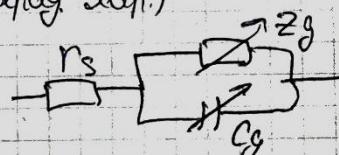
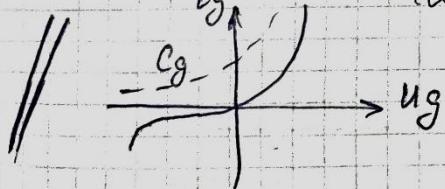
Дано эксп-рименты:

- 1) косоуг. умножение
- 2) вакх. ширина
- 3)  $KPD = \frac{P_n}{P_{Bx}}$

### Умножение

Этическое умножение:

- 1) линейность ВАХ — линейные умножители
- 2) нелинейность ВФХ — варисторные умножители  
(вакуум-диоды, эксп.)



Если отнести диаграммы, в этом можно  
бр. промежуточек тоже

Если  $n$ -кратное умножение, то  $\theta = \frac{120^\circ}{n}$

Логарифмический  $KPD \approx \frac{1}{n^2}$

• при большем  $n$  можно пройти по любой дуге,  
м-к. уб-ся напр-е изменения

Обычно  $n \approx 2-3$  в данном случае умножение.

2. Умножение с определенным

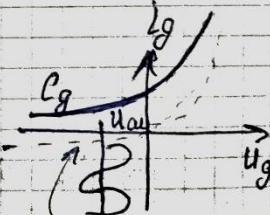
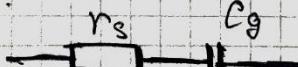
В затис-тии с определенным умножением

- неподвижный

- неподвижный

- накопление заряда

Эксп. система:



М-к.  $z_g \rightarrow \infty$  (максимум)

Обычно  $KPD \approx 100\%$