Глава 5. Преобразователи частоты

Преобразование частоты

Преобразователи частоты (ПЧ) предназначены для линейного переноса спектра сигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую. Линейным называют перенос спектра без изменения вида и без искажений параметров модуляции сигнала. В супергетеродинных приемниках перенос спектра производится на *промежуточную частоту*.

Преобразование частоты сигнала можно получить при подаче принятого сигнала на активный элемент радиотехнического устройства (транзистор, диод, микросхему, варикап), параметры которого периодически изменяются во времени с частотой, отличной от частоты принимаемого сигнала. Изменение параметров производится с использованием специального генератора – *гетеродина*.

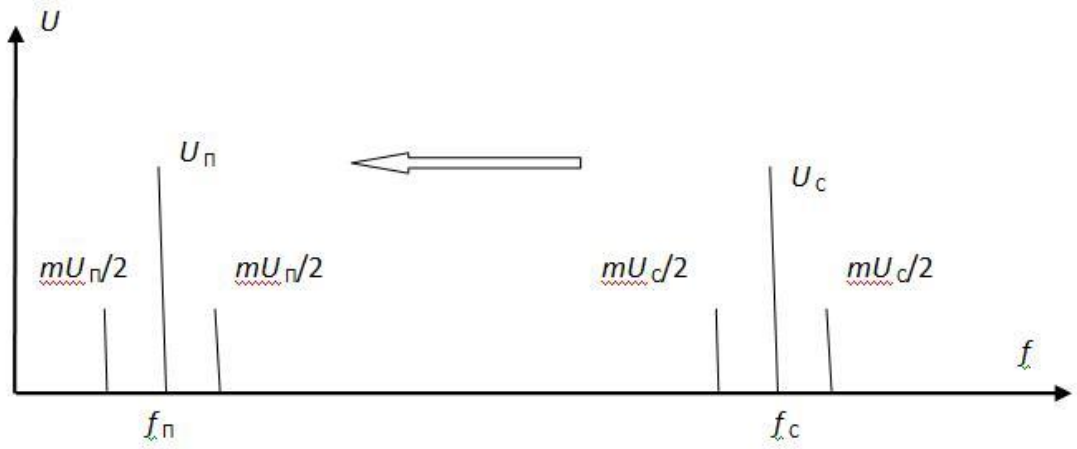

Рис. 8.1. Преобразование частоты

Рассмотрим транзисторный ПЧ. Приращение коллекторного тока транзистора может быть представлено формулой

$$\Delta I = Y_{21}\Delta U ,$$

где Y_{21} - крутизна проходной характеристики транзистора;

ΔU - изменение напряжения между базой и эмиттером транзистора.

Пусть входной сигнал

$$\Delta U = U_{\text{C}} \cos(\omega_{\text{C}} t) .$$

Если периодически изменять во времени крутизну характеристики транзистора с частотой $\omega_Г$

$$Y_{21} = A\cos(\omega_Г t),$$

то, в результате перемножения двух гармонических колебаний, ток коллектора будет содержать составляющие с разностной и суммарной частотой гетеродина и входного сигнала

$$(\omega_Г \pm \omega_С).$$

Подсоединив к коллектору селективный фильтр, настроенный на одну из этих частот, получим на нем напряжение сигнала с новой частотой, называемой в супергетеродинном приемнике промежуточной.

Функциональная схема преобразователя частоты

Изменение крутизны характеристики активного элемента можно осуществить, если подать на него напряжение от автономного генератора величиной десятые доли ─ единицы вольт.

В общем случае функциональная схема преобразователя состоит из трех устройств: смесителя (СМ), гетеродина (Г) и полосового фильтра (ПФ) (рис.8.2). *Смеситель* − это устройство, содержащее нелинейный преобразующий элемент, в качестве которого часто применяется такой активный элемент, как транзистор. *Гетеродин* − это маломощный автономный генератор, вырабатывающий гармоническое напряжение с частотой $\omega_Г$. Под воздействием этого напряжения осуществляется изменение параметров преобразующего элемента. Напряжение промежуточной частоты выделяется *полосовым фильтром*.

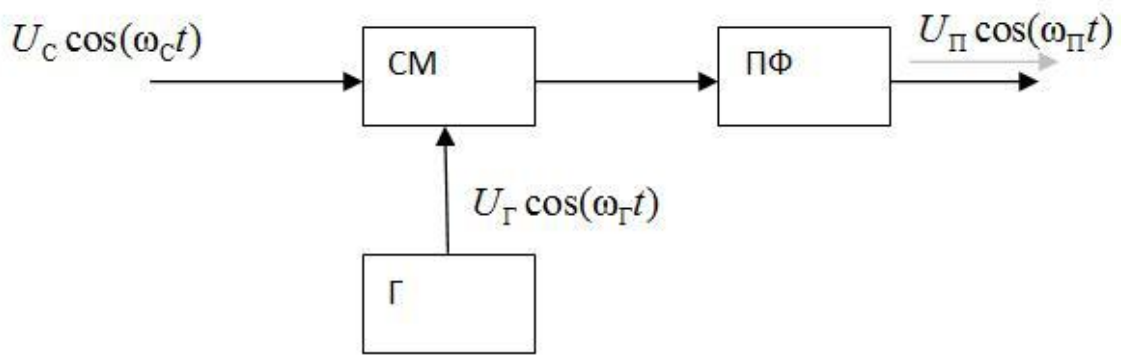

Рис. 8.2. Функциональная схема преобразователя частоты

Преобразователи, у которых изменяется крутизна характеристики активного элемента, называются *режимными*. Преобразователи могут иметь в качестве преобразующего элемента и реактивное сопротивление (емкость или индуктивность), изменяющееся во времени. Такие преобразователи относятся к классу *параметрических* преобразователей.

Основные качественные показатели ПЧ

К основным качественным показателям преобразователей частоты относятся:

- диапазон рабочих частот (по входному сигналу);
- коэффициент преобразования (передачи, усиления);
- полоса пропускания;
- избирательность;
- коэффициент шума;
- искажения параметров модуляции;
- входное и выходное сопротивление;
- устойчивость работы.

Эти характеристики преобразователей частоты по существу аналогичны характеристикам селективных усилителей. Однако, имеются различия между селективными усилителями и преобразователями частоты:

- наличие гетеродина (генератора) в схеме преобразователя частоты;
- неравенство частот колебаний на входе и выходе преобразователя;
- наличие побочных каналов приема;
- возникновение специфических искажений – супергетеродинных свистов.

В связи с этим, к характеристикам преобразователя частоты следует добавить:

- уровень паразитного излучения гетеродина,
- количество и интенсивность побочных каналов приема,
- свистящие точки настройки.

Общая теория преобразования частоты

В *общей теории преобразования частоты* преобразователь (смеситель совместно с гетеродином) рассматривается как эквивалентный четырехполюсник, который характеризуется внутренними параметрами преобразования.

Такой подход позволяет использовать при расчете преобразователей частоты теорию четырехполюсников, аналогично методам расчета селективных усилителей. При этом в расчетные формулы вместо параметров усилительного прибора подставляются внутренние параметры преобразования.

Внутренние параметры и уравнения преобразования

Активные элементы (АЭ) радиотехнических устройств при малом уровне входного гармонического сигнала могут быть описаны системой линейных уравнений:

$$\dot{I}_1 = \dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_1$$
$$\dot{I}_2 = \dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_1$$

где $\dot{U}_1, \dot{U}_2$ – комплексные амплитуды сигналов на входе и выходе активного элемента; $\dot{I}_1, \dot{I}_2$ комплексные амплитуды входного и выходного тока АЭ; $\dot{Y}ij$ – Y - параметры активного элемента.

Если на рассматриваемом АЭ собран *усилитель*, то Y-параметры *постоянны* и определяются видом элемента и режимом его работы по постоянному току. При подаче напряжения гетеродина на АЭ все его Y - параметры *периодически изменяются во времени*. Это приводит к тому, что в составе входных и выходных токов активного элемента появляются гармонические составляющие с частотами $(\omega_С \pm n\omega_Г)$, где n = 0, 1, 2, 3...; $\omega_С$ — частота входного сигнала; $\omega_Г$ — частота напряжения гетеродина.

В преобразователе частоты при малом уровне входного сигнала активный элемент может быть охарактеризован параметрами, называемыми Y-параметрами активного элемента в преобразовательном режиме (или внутренними параметрами преобразования), которые обозначаются как $(Y_{ПР})_{i\,j}$, где i, j принимают значения 1 или 2. Параметры преобразования $(Y_{ПР})_{i\,j}$ позволяют выразить амплитуду гармонической составляющей входного тока активного элемента на частоте принимаемого сигнала $(\dot{I}_1)$ и амплитуду гармонической составляющей выходного тока на промежуточной частоте $(\dot{I}_2)$ через амплитуды напряжений сигналов на входе и на выходе активного элемента

$$\dot{I}_1 = \dot{Y}_{ПР11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{ПР12}\dot{U}_2\,,$$
$$\dot{I}_2 = \dot{Y}_{ПР21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{ПР22}\dot{U}_2\,,$$

где $\dot{Y}_{\text{ПР}\,i\,j}$ – Y - параметры активного элемента в преобразовательном режиме; $\dot{U}_1$ — комплексная амплитуда входного напряжения активного элемента на частоте $\omega_{\text{С}}$, $\dot{U}_2$ — комплексная амплитуда выходного напряжения на частоте $\omega_{\text{ПР}}$.

Такой выбор токов и напряжений объясняется тем, что в эквивалентной схеме преобразователя к входу смесителя подсоединяется контур, настроенный на частоту входного сигнала, а к выходу смесителя — контур, настроенный на промежуточную частоту. Уравнения преобразования в связи с этим справедливы не для мгновенных значений токов и напряжений, которые на входе и выходе имеют разную частоту, а только для их комплексных амплитуд.

Найдем $(\dot{Y}_{\text{ПР}})_{i\,j}$ при следующих допущениях: во-первых, будем полагать, что активный элемент безынерционен, и, во-вторых, преобразователь работает в режиме простого преобразования (для преобразования частоты используется первая гармоника гетеродина).

В соответствии с первым допущением реактивными составляющими Y-параметров транзистора можно пренебречь и, следовательно, параметрическое преобразование входного сигнала отсутствует. К таким преобразователям можно отнести преобразователи на транзисторах, диодах и микросхемах.

Второе допущение полагает, что частота преобразованного сигнала определяется как $\omega_{\text{ПР}} = \omega_{\text{С}} - \omega_{\text{Г}}$ или $\omega_{\text{ПР}} = \omega_{\text{Г}} - \omega_{\text{С}}$ в соответствии с нижней или верхней настройкой гетеродина.

Для оценки $\dot{Y}_{\text{ПР}\,21}$ закоротим выходные клеммы активного элемента, а к его входу подадим напряжение $U_1(t) = U_1 \cos(\omega_{\text{С}} t + \theta)$. В этом режиме $\dot{U}_2 = 0$.

Представляя изменение взаимной прямой проводимости усилительного прибора под действием напряжения гетеродина в виде ряда Фурье по гармоникам частоты гетеродина

$$Y_{21}(t) = \sum^{N} (Y_{21})_n \cos n\,\omega_{\text{Г}} t\,,$$

запишем выходной ток активного элемента в виде

$$i_2(t) = \sum^{N} (Y_{21})_n \cos(n\,\omega_{\text{Г}} t)\, U_1 \cos(\omega_{\text{С}} t + \theta)\,.$$

Отсюда составляющая выходного тока на частоте $\omega_{ПР}$ в зависимости от верхней или нижней настройки гетеродина

$$i_2(t)_{ПР} = \left[(Y_{21})_1 U_1 / 2\right]\cos\left[(\omega_Г - \omega_С)t - \theta\right], \text{ при } \omega_С < \omega_Г ,$$

$$\text{или} \quad i_2(t)_{ПР} = \left[(Y_{21})_1 U_1 / 2\right]\cos\left[(\omega_С - \omega_Г)t + \theta\right], \text{ при } \omega_С > \omega_Г ,$$

где $(Y_{21})_1$ — амплитуда первой гармоники изменения крутизны проходной характеристики активного элемента; θ — начальная фаза входного сигнала. Для комплексных амплитуд токов и напряжений последние выражения записываются как

$$\dot{I}_2(t) = (Y_{21})_1 \dot{U}_1 / 2) \text{ при } \omega_С > \omega_Г ,$$

$$\dot{I}_2(t) = (Y_{21})_1 \dot{U}_1^{\,*} / 2) \text{ при } \omega_С < \omega_Г ,$$

где $\dot{U}_1^{\,*}$ — величина комплексно сопряженная с $\dot{U}_1$.

Из полученных выражений следует, что внутренний параметр преобразования $Y_{ПР21}$ равен половине амплитуды первой гармоники изменения крутизны проходной характеристики активного элемента.

Отметим также отличия полной фазы выходного тока при верхней и нижней настройке гетеродина. При нижней настройке гетеродина преобразование частоты состоит в том, что весь спектр сигнала без изменения сдвигается влево на значение частоты гетеродина. Этот случай называют *неинвертирующим* преобразованием. При верхней настройке гетеродина каждая составляющая спектра сигнала вычитается из частоты гетеродина, вследствие чего верхняя и нижняя боковая меняются местами. Этот случай называют *инвертирующим* преобразованием. Вследствие того, что при обычной амплитудной модуляции обе боковые несут одинаковую информацию, этот факт не имеет существенного значения. Однако в некоторых случаях, например, при работе параметрических малошумящих усилителей, он кардинально меняет свойства преобразователя (появление или отсутствие регенеративных свойств параметрического усилителя).

Для оценки $\dot{Y}_{ПР\,22}$ закоротим входные клеммы активного элемента, а к его выходу подадим напряжение промежуточной частоты $u_2(t) = U_2 \cos(\omega_{ПР} t + \theta)$. По аналогии с предыдущим случаем, записывая изменение выходной проводимости усилительного прибора в виде ряда Фурье $Y_{22}(t) = \sum^{N} (Y_{22})_n \cos(n\omega_Г t)$, представим выходные токи активного элемента суммой $i_2(t) = \sum^{N} (Y_{22})_n \cos(n\omega_Г t) U_2 \cos(\omega_{ПР} t + \theta)$.

Тогда составляющая выходного тока на промежуточной частоте $\omega_{ПР}$ определится в виде

$$i_2(t)_{ПР} = (Y_{22})_0 U_2 \cos(\omega_{ПР} t + \theta),$$

где $(Y_{22})_0$ - постоянная составляющая выходной проводимости активного элемента. Для комплексных амплитуд токов и напряжений последнее выражение записывается как

$$\dot{I}_2 = (Y_{22})_0 \dot{U}_2 .$$

Таким образом, выходная проводимость активного элемента $\dot{Y}_{ПР\,22}$ в режиме преобразования равна постоянной составляющей изменения выходной проводимости активного элемента.

Проводя аналогичные рассуждения, нетрудно показать, что комплексная амплитуда входного тока активного элемента в режиме преобразования может быть записана в виде

$$\dot{I}_1 = (Y_{11})_0 \dot{U}_1 + [(Y_{12})_1 / 2]\dot{U}_2 \text{ при } \omega_С > \omega_Г ;$$

$$\dot{I}_1 = (Y_{11})_0 \dot{U}_1 + [(Y_{12})_1 / 2]\overset{*}{U}_2 \text{ при } \omega_С < \omega_Г ;$$

где $(Y_{11})_0$ — постоянная составляющая входной проводимости активного элемента, $(Y_{12})_1$ — амплитуда первой гармоники изменения обратной проходной проводимости активного элемента. Отметим, что при инвертирующем преобразовании следует брать сопряженное значение комплексной амплитуды выходного сигнала.

Следовательно:

- входная проводимость активного элемента в режиме преобразования частоты равна постоянной составляющей входной проводимости активного элемента;
- внутренний параметр обратного преобразования $Y_{ПР12}$ равен половине первой гармоники изменения обратной проходной проводимости активного элемента.

В заключение приведем формулы, по которым рассчитываются внутренние параметры преобразования.

$$Y_{пр11} = (Y_{11})_0; \qquad Y_{пр12} = \frac{1}{2}(Y_{12})_1;$$

$$Y_{пр22} = (Y_{22})_0; \qquad Y_{пр21} = \frac{1}{2}(Y_{21})_1.$$

В случае инерционного смесителя внутренние параметры преобразования становятся комплексными.

Определим проводимость $Y_{\text{пр}21}$ для смесителя на полевом транзисторе. У полевого транзистора сток-затворная характеристика квадратична, и зависимость крутизны этой характеристики Y_{21} от напряжения между затвором и истоком близка к линейной (рис. 5. 3). Допустим, что напряжение гетеродина и режим транзистора по постоянному току выбраны таким образом, что полностью используется вся линейная часть характеристики. Тогда зависимость $Y_{21}(t)$,будет иметь гармонический характер при изменении от нуля до $Y_{21\max}$, величина первой гармоники и крутизна преобразования соответственно равны

$$(Y_{21})_1 = \frac{1}{2}Y_{21\max}\ ;\ Y_{\text{пр}21} = \frac{1}{2}(Y_{21})_1 = \frac{1}{4}Y_{21\max}\ .$$

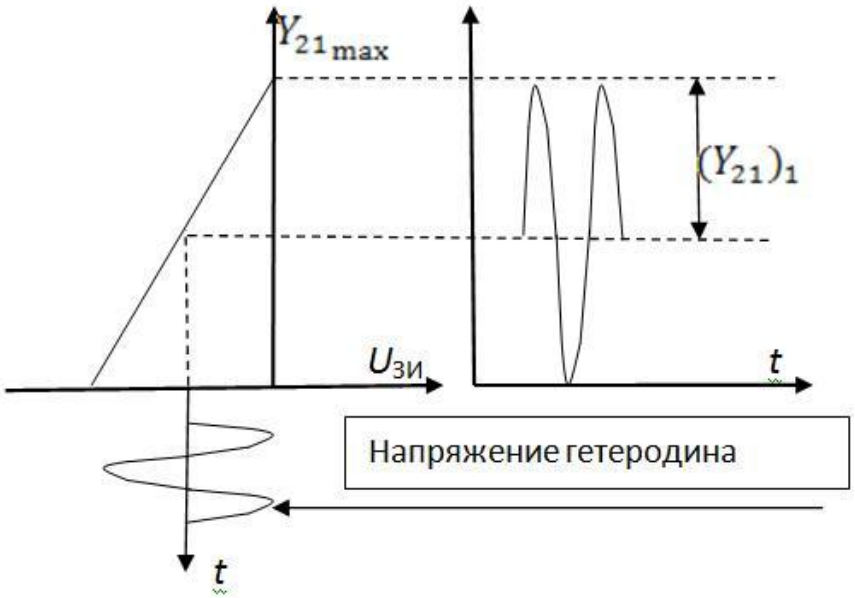

Рис. 5. 3. Определение крутизны преобразования

Как видно из приведенного примера, крутизна преобразования оказывается в четыре раза меньше максимального значения крутизны характеристики в усилительном режиме, или в два раза меньше среднего значения крутизны. При уменьшении амплитуды напряжения гетеродина крутизна преобразования будет уменьшаться. При увеличении амплитуды напряжения гетеродина зависимость $Y_{21}(t)$ перестанет быть гармонической и кроме первой гармоники в этой зависимости появятся высшие гармоники, по которым также может происходить преобразование частоты.

Побочные каналы приема преобразователя частоты

В общем случае, при нелинейной характеристике смесителя по входному сигналу и негармоническом изменении его проводимости $Y_{21}(t)$ под действием напряжения гетеродина, промежуточная частота возникает при преобразовании n-ой гармоники сигнала по k-ой гармонике гетеродина:

$$f_{\text{пр}} = |kf_{\text{г}} \pm nf_{\text{с}}|.$$

При разных значениях k и n на промежуточную частоту преобразуются входные сигналы целого набора частот:

$$f_{kn} = \frac{|kf_{\text{г}} \pm f_{\text{пр}}|}{n}, \text{ где } k = 0, 1, 2, \ldots, n = 1, 2, 3, \ldots$$

Эти частоты образуют каналы приема супергетеродинного приемника. Один из каналов является *полезным*, остальные оказываются *побочными*.

Рассмотрим основные типы побочных каналов приема, полагая, что основной канал образуется простым преобразованием частоты.

- Канал *прямого прохождения*: $k = 0$, $n = 1$. Частота принимаемого по каналу прямого прохождения сигнала $f_{01} = f_{\text{пр}}$. Смеситель работает как обычный усилитель, на входе которого действует сигнал промежуточной частоты. Усиление сигнала происходит без преобразования частоты. Обычно именно по каналу прямого прохождения получается наибольшее усиление сигнала, из-за чего этот побочный канал является одним из наиболее опасных.
- Каналы *простого преобразования*: $k = 1$, $n = 1$. Частоты сигналов, преобразуемых на промежуточную частоту $f_{11} = |f_{\text{г}} \pm f_{\text{пр}}|$. Любая из этих частот может быть выбрана в качестве основного канала приема при простом преобразовании частоты, тогда вторая образует зеркальный канал. Очевидно, что частота зеркального канала отстоит от частоты основного канала приема на удвоенное значение промежуточной частоты.
- Каналы преобразования основной частоты сигнала по гармоникам частоты гетеродина: $f_{k1} = kf_{\text{г}} \pm f_{\text{пр}}$, $k \geq 2$.
- Каналы, образованные преобразованием гармоник входного сигнала ($n \geq 2$) по гармоникам частоты гетеродина ($k \geq 2$). При этом наиболее близкими к частоте основного канала приема оказываются каналы, полученные при одинаковых номерах гармоник сигнала и гетеродина $n = k$. В частности, таким путем получаются, например, полузеркальные каналы приема, соответствующие преобразованию второй гармоники

входного сигнала по второй гармонике гетеродина: $f_{22} = f_г \pm \frac{1}{2} f_{пр}$. Полузеркальный канал очень близок к частоте полезного сигнала, в 4 раза ближе зеркального канала и его очень трудно отфильтровать.

На рис. 5.4. приведены частоты каналов приема супергетеродинного приемника без преселектора и показано примерное соотношение коэффициентов передачи по этим каналам.

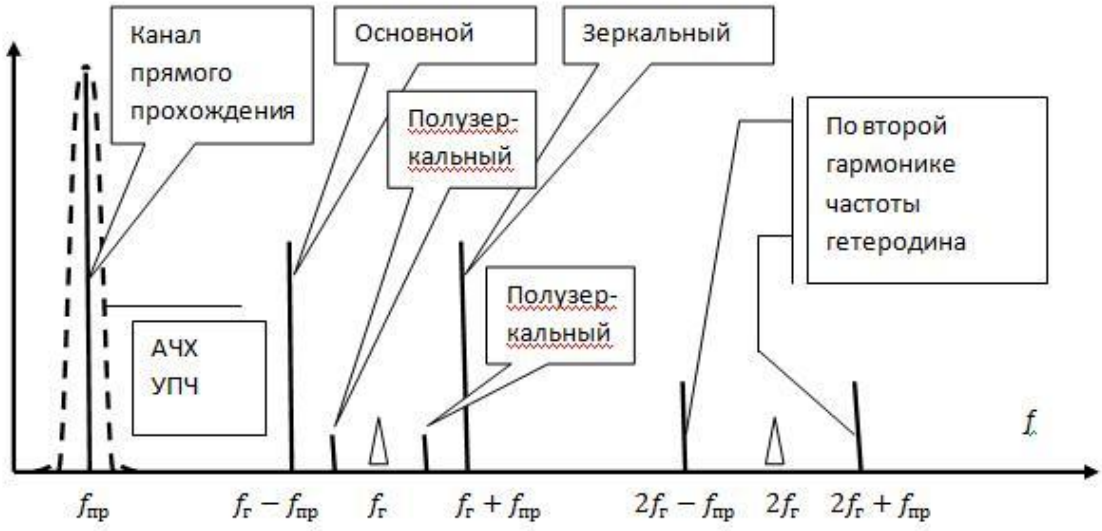

Рис. 5.4. Побочные каналы приема

Побочные каналы приема ухудшают характеристики супергетеродинного приемника:

- ухудшается избирательность приемника, так как по побочным каналам проходят помехи;
- ухудшается реальная чувствительность приемника, так как по побочным каналам проходят шумы.

Методы подавления помех по побочным каналам приема:

- повышение избирательности преселектора (увеличение добротности и количества колебательных контуров во входных цепях и в усилителе частоты сигнала);
- увеличение промежуточной частоты приемника;
- рациональный выбор режима работы смесителя;
- ограничение уровня входных сигналов;
- включение в преселектор режекторного фильтра на промежуточную частоту;
- использование специальных схем с подавлением зеркального канала.

Повышение избирательности преселектора (входных устройств и усилителей частоты сигнала) позволяет подавить помехи до преобразователя частоты. В этом случае помехи не поступают на вход смесителя и поэтому не оказывают никакого действия. Аналогичный эффект наблюдается при увеличении промежуточной частоты приемника. Частота опасного зеркального канала отодвигается от частоты полезного сигнала, и при той же избирательности преселектора более эффективно им подавляется.

Рациональный выбор режима работы смесителя предполагает выбор его режима по постоянному току и амплитуды напряжения гетеродина таким образом, чтобы изменение крутизны характеристики активного прибора $Y_{21}(t)$ происходило по гармоническому закону (рис. 5.5).

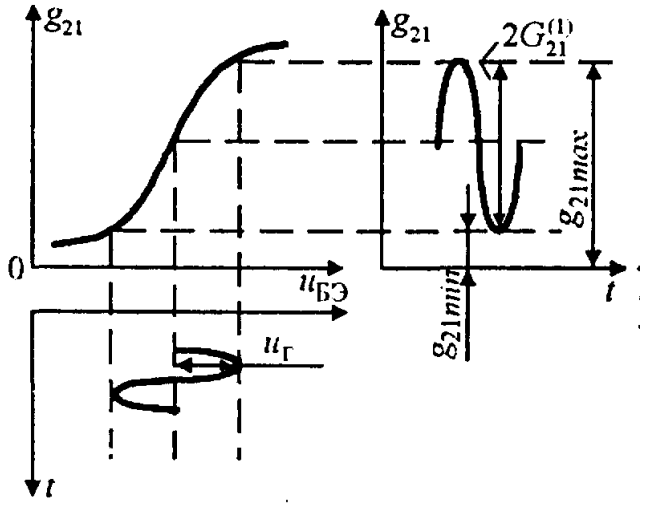

Рис. 5.5. Рациональный выбор режима работы смесителя

При этом не будет происходить преобразования сигналов по гармоникам частоты гетеродина. Исчезнут каналы комбинационного преобразования, в том числе полузеркальные каналы, ближе всего расположенные к основному, и потому опасные.

Ограничение уровня входных сигналов смесителя обеспечивает линейный режим его работы по входу. При этом не возникают и не преобразовываются на промежуточную частоту гармоники частоты сигнала. Метод эффективен при борьбе с полузеркальными каналами.

Весьма опасной является помеха на промежуточной частоте приемника, так как она в наибольшей степени усиливается активным

элементом преобразователя частоты. Однако промежуточная частота приемника обычно выбирается постоянной, что позволяет подавить помехи прямого прохождения высокоизбирательным неперестраиваемым режекторным фильтром.

Компенсация помех по зеркальному каналу

При низкой промежуточной частоте труднее всего подавить помеху на зеркальном канале приема. Так как частота зеркального канала меняется при перестройке приемника, невозможно использовать неперестраиваемые высокоизбирательные фильтры, в том числе и режекторные, а избирательность перестраиваемых фильтров оказывается недостаточной. В этом случае используют компенсационные методы подавления зеркального канала. Структурная схема преобразователя частоты с подавлением помехи по зеркальному каналу приведена на рис. 5.6.

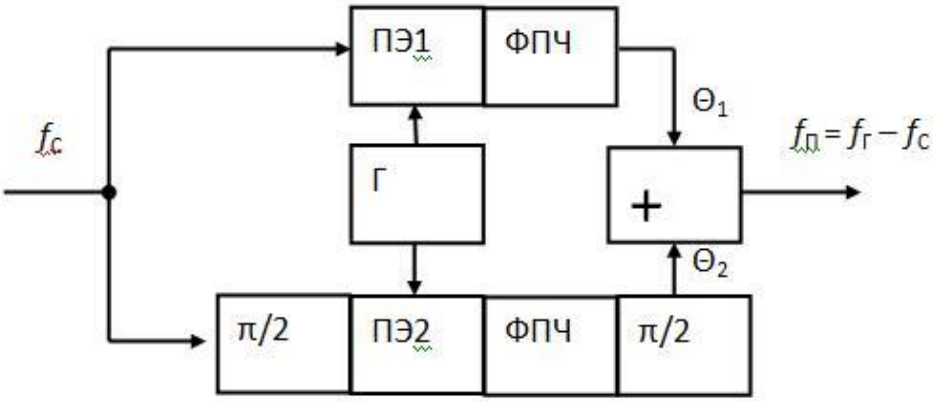

Рис. 5.6. Преобразователь частоты с подавлением помех по зеркальному каналу; ПЭ – преобразовательные элементы, Г – гетеродин, ФПЧ – фильтры промежуточной частоты, π/2 - фазовращатели

Принцип работы схемы состоит в том, что при приеме колебаний по основному каналу фазы преобразованных напряжений на выходах основной и вспомогательной цепей одинаковы $\theta_1 = \theta_2$, а при приеме по зеркальному каналу отличаются на π . Поэтому принятые по основному каналу приема синфазные колебания на сумматоре складываются, а принятые по зеркальному каналу противофазные колебания взаимно компенсируются (при одинаковых коэффициентах передачи по основной и вспомогательной цепям).

Действительно, частоты и фазы колебаний на выходе основной и вспомогательной цепи образуются следующим образом. На ***основном*** канале приема: колебания *синфазны*:

$f_П = f_Г - f_С$; $\Theta_1 = \Theta_Г - \Theta_С$; $\Theta_2 = \Theta_Г - (\Theta_С + \pi/2) + \pi/2 = \Theta_Г - \Theta_С$; $\mathbf{\Theta_1 = \Theta_2}$.

На ***зеркальном*** канале приема: колебания *противофазны*:

$f_П = f_С - f_Г$; $\Theta_1 = \Theta_С - \Theta_Г$; $\Theta_2 = (\Theta_С + \pi/2) - \Theta_Г + \pi/2 = \Theta_С - \Theta_Г + \pi$; $\mathbf{\Theta_1 = \Theta_2 - \pi}$.

Таким образом, полезный сигнал на выходе сумматора удваивается, а помеха, принятая по зеркальному каналу – компенсируется.

Свисты в супергетеродинном приемнике

Свисты в супергетеродинном приемнике возникают вследствие приема одного и того же сигнала одновременно по основному и побочному каналам приема.

Примем, что помехи отсутствуют, а полезный сигнал некоторой частоты преобразуется на промежуточную частоту двумя способами:

1. $f_П = f_Г - f_С$;
2. $f_П' = |kf_Г \pm n\, f_С|$, где k и n не равны единице.

В результате получения промежуточной частоты двумя путями на амплитудный детектор действует сумма двух колебаний. Если их частоты совпадают не точно, биения между этими колебаниями выделяются детектором и создают на выходе приемника свист с частотой $F = |f_П - f_П'|$.

Допустим, что имеются колебания с частотами $f_С$ = 466 кГц, $f_Г$ = 931 кГц и промежуточная частота приемника $f_{ПР}$ = 465 кГц. Простое преобразование частоты при точной настройке гетеродина дает сигнал точно на промежуточной частоте приемника $f_П = f_Г - f_С$ = 931 – 466 = 465 кГц. Одновременно по каналу прямого прохождения на выход преобразователя частоты передается сигнал с частотой $f_П' = f_С$ = 466 кГц. Детектор выделяет биения разностной частоты $F = |f_П - f_П'|$ = 466 – 465 = 1 кГц. Они воспроизводятся выходным устройством приемника как свист.

Появление свиста возможно при вполне определенных частотах настройки приемника, которые называют свистящими точками настройки. Полагая, что основной канал образован простым преобразованием частоты, свистящие точки настройки получим при $f_П' = f_П$:

$$f_{СВ} = \frac{|k \pm 1|}{|n-k|} f_{ПР} .$$

Наиболее опасны свистящие точки при малых значениях суммы номеров гармоник гетеродина и сигнала $k + n$. К ним относятся:

$$f_{\text{СВ}} = f_{\text{ПР}};\ (k = 0, n = 1);$$

$$f_{\text{СВ}} = \frac{f_{\text{ПР}}}{2};\ (k = 0, n = 2);$$

$$f_{\text{СВ}} = 2f_{\text{ПР}};\ (k = 1, n = 2).$$

Эти частоты стараются исключить из диапазона принимаемых частот.

Методы борьбы со свистом:

- наиболее опасные свистящие точки настройки исключают из диапазона принимаемых частот. Это условие обязательно для промежуточной частоты приемника, так как на ней появляется наиболее интенсивный свист;
- выбирается режим работы смесителя, обеспечивающий уменьшение коэффициентов передачи по побочным каналам приема.

Двойное преобразование частоты

В профессиональных приемниках с целью более эффективного подавления побочных каналов приемника используют *двойное преобразование частоты* (рис. 5.7). Первая промежуточная частота выбирается достаточно высокой, что обеспечивает эффективное подавление зеркального канала приема в фильтре $Ф_1$. Вторая промежуточная частота выбирается достаточно низкой, что облегчает получение высокой избирательности по соседнему каналу приема.

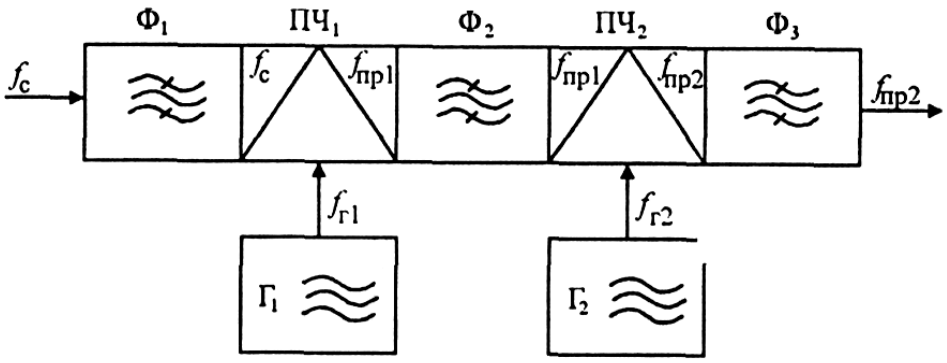

Рис. 5.7. Двойное преобразование частоты

Особенность двойного преобразования состоит в появлении второго зеркального канала, отстоящего от первой промежуточной частоты $f_{пр1}$ на $2f_{пр2}$ и расположенного симметрично относительно частоты второго гетеродина $f_{Г2}$ (рис. 5.8). В преселекторе второй зеркальный канал существенно не ослабляется, так как вторая промежуточная частота $f_{ПР2}$ относительно низкая и расположена достаточно близко к частоте принимаемого сигнала.

Рис. 5.8. Первый и второй зеркальные каналы приема

На выходе первого преобразователя частоты частота второго зеркального канала f_{32} преобразуется в частоту $f_{Г1} - f_{32} = f_{3\ ПР}$, которая должна быть подавлена в тракте первой промежуточной частоты фильтром Ф2, который для этого, в основном, и предназначен. Фильтр $Ф_3$ предназначен для подавления помех по соседнему каналу приема.

В профессиональных коротковолновых приемниках широко применяется метод инфрадинного приема. В инфрадинном приемнике первая промежуточная частота выбирается выше самой верхней частоты диапазона принимаемых сигналов. При этом зеркальный канал отодвигается настолько далеко от основного, что легко подавляется самыми простыми фильтрами. В инфрадине может потребоваться третий преобразователь частоты, не показанный на рис. 5.7. Соответственно добавится третий зеркальный канал, подавление которого должен обеспечить фильтр Ф3.

Преимущество инфрадина состоит в упрощении преселектора (фильтра $Ф_1$). В приемнике с переменной настройкой в широком диапазоне частот этот фильтр нежелателен, так как он требует плавной настройки в поддиапазоне и переключения катушек для смены поддиапазонов. В инфрадинном приемнике канал прямого прохождения и зеркальный канал приема лежат

выше верхней частоты принимаемого сигнала, что позволяет использовать в качестве фильтра $Ф_1$ неперестраиваемый ФНЧ, пропускающий на вход $ПЧ_1$ весь спектр с частотами ниже верхней частоты диапазона сигнала.

Еще одно важное преимущество инфрадина состоит в значительном уменьшении коэффициента перекрытия по частоте первого гетеродина, что позволяет исключить переключение поддиапазонов первого гетеродина и, следовательно, упростить его конструкцию. Отсутствие переключателей поддиапазонов существенно уменьшает время настройки приемника на принимаемую частоту, что важно в автоматизированных и адаптивных системах связи. Однако при использовании широкополосных преселекторов резко возрастают требования к линейности усилительного тракта, что необходимо для уменьшения нелинейного взаимодействия сигнала с помехами.

Шумы преобразователей частоты

Преобразователь частоты является одним из первых каскадов приемника, поэтому его шумы могут существенно влиять на общий коэффициент шума и, следовательно, на реальную чувствительность РПрУ. Причины шумов преобразователя те же, что и в других каскадах. Для определения коэффициента шума преобразователя частоты на невзаимном элементе можно использовать эквивалентную шумовую схему, подобную шумовой схеме селеативного усилителя и полученные на ее основе соотношения. При этом параметры смесительных каскадов должны соответствовать *режиму преобразования*. Следует также учитывать *влияние побочных каналов приема* на коэффициент шума.

Если избирательность преселектора на частотах побочных каналов недостаточно велика, то части спектра, совпадающие с побочными каналами, после преобразования попадут в полосу пропускания тракта промежуточной частоты и общий шум на выходе возрастет.. Это повышение уровня шума можно оценить *эквивалентным увеличением эффективной шумовой полосы приемника*. Основное влияние на увеличение шума оказывает зеркальный канал, но если избирательность по зеркальному каналу не менее 10 дБ, то его влиянием можно пренебречь. *При расчетах часто полагают, что коэффициент шума транзисторных преобразователя частоты в 1,5...2 раза превышает коэффициент шума усилительных каскадов, работающих на тех*

же транзисторах. Современные транзисторные преобразователи СВЧ имеют шумовую температуру порядка 1000...1500 К.

В диапазоне СВЧ часто используются *диодные смесители* В диодном преобразователе частоты шумовые процессы вызываются теми же причинами, что и в транзисторном, но вследствие взаимности преобразовательного элемента они приобретают более сложный характер. Шумовой ток диода содержит небольшую тепловую составляющую, но в основном определяется дробовыми флуктуациями носителей через *p-n*-переход. Этот ток создает напряжение во входной и выходной цепях смесителя. Кроме того, входная и выходная цепи имеют компоненты токов тепловых шумов. Шум входной цепи в результате прямого преобразования создает напряжение промежуточной частоты на выходе и добавляется к выходным шумам контура и диода. Этот шум вследствие обратного преобразования переносится в полосу частот сигнала и создает соответствующее напряжение на входном контуре, которое затем в результате прямого преобразования переносится обратно в полосу пропускания УПЧ, что увеличивает шумы диодного преобразователя.

Помимо рассмотренных, в преобразователях СВЧ существуют *шумы гетеродина*, имеющие широкий спектр. Мешающее действие оказывают *составляющие вблизи частоты сигнала и зеркального канала*, которые в результате преобразования попадают в полосу пропускания тракта промежуточной частоты. На сантиметровых и миллиметровых волнах шумы гетеродина могут приводить к увеличению коэффициента шума преобразователя в 2 и более раз. Эффективной мерой уменьшения шумов гетеродина является применение *балансных преобразователей частоты*.

Коэффициент шума линейного тракта приемника с преобразователем можно определить по формуле

$$Ш_{\text{пр}} = Ш_{\text{прес}} + \frac{1}{K_{P\,\text{прес ном}}}\left(Ш_{\text{ПЧ}} - 1 + \frac{Ш_{\text{УПЧ}} - 1}{K_{P\,\text{ПЧ ном}}}\right),$$

Если преселектор состоит только из входной цепи без усилителя частоты сигнала, то шумы преобразователя сказываются сильнее. У диодных преобразователей частоты на коэффициент шума приемника заметное влияние может оказать шум УПЧ. Его первые каскады должны быть малошумящими.

Схемы преобразователей частоты

Классификация схем

Используются следующие виды схем преобразователей частоты:

- с отдельным гетеродином;
- с совмещенным гетеродином.

В схемах с *совмещенным гетеродином* смеситель и гетеродин выполняются на одном активном приборе (транзисторе). Схемы *с отдельным гетеродином* требуют дополнительного транзистора, но отличаются большей стабильностью.

По типу прибора, на котором выполняется смеситель, различают:

- транзисторные преобразователи частоты;
- диодные преобразователи частоты.

Транзисторные преобразователи частоты могут быть выполнены на биполярных или полевых транзисторах с разным типом включения (общий эмиттер или общая база). Они отличаются также способом подачи напряжения гетеродина на смеситель. Оно может быть подано либо на тот же электрод, что и входной сигнал, либо на другой электрод. Кроме смесителей на одиночных транзисторах, используются многотранзисторные схемы, позволяющие улучшить характеристики преобразователя частоты. В частности, используют схемы аналоговых перемножителей напряжений.

Диодные смесители могут быть использованы в одном из двух режимов. Может быть использовано изменение *резистивной* составляющей сопротивления диода, когда напряжение гетеродина открывает диод на часть периода его колебаний, или изменение *емкостной* составляющей, когда диод заперт на протяжении всего периода колебаний гетеродина.

По типу схемы смесителя различают:

- небалансные смесители;
- балансные смесители;
- кольцевые смесители;
- специальные схемы.

Эти схемы могут быть выполнены как на диодах, так и на транзисторах.

В особую группу можно выделить преобразователи СВЧ.

Транзисторные преобразователи частоты

Как уже упоминалось, для преобразования частоты используют как полевые, так и биполярные транзисторы. *Преобразование частоты в смесителях происходит вследствие периодического изменения крутизны характеристики прямой передачи под действием напряжения гетеродина*.

Возможны различные варианты схем подачи напряжения сигнала и гетеродина на смесительные элементы. На рис. 5.9 приведена схема преобразователя с отдельным гетеродином на полевом транзисторе. Напряжение сигнала подано в цепь затвора, а напряжение гетеродина – в цепь истока. По сигналу получается схема с общим истоком, а для гетеродина – схема с общим затвором. Этим достигается хорошая развязка цепей сигнала и гетеродина.

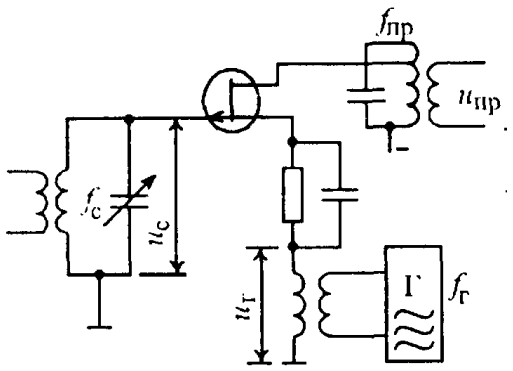

Рис. 5.9. Смеситель на полевом транзисторе с отдельным гетеродином

Развязывать цепи сигнала и гетеродина необходимо по следующим причинам:

- необходимо исключить взаимное влияние настроек сигнального и гетеродинного контуров;
- необходимо исключить излучение напряжения гетеродина антенной.

У полевого транзистора сток-затворная характеристика квадратична, поэтому зависимость крутизны этой характеристики Y_{21} от напряжения между затвором и истоком линейна. Исходное смещение на затворе U_{30} берут равным половине напряжения отсечки, а амплитуду напряжения гетеродина $U_Г$ равной U_{30}, чтобы полностью использовать линейный участок изменения крутизны и не заходить в область появления токов затвора. При этом

амплитуда первой гармоники крутизны $(Y_{21})_1 = 0{,}5Y_{21max}$. Крутизна преобразования $Y_{пр21} = 0.5(Y_{21})_1 = = 0{,}25\ Y_{21max}. = 0.5Y_{21}(U_{30})$. Следовательно, крутизна преобразования в 2 раза меньше крутизны в режиме усиления при том же напряжении смещения на затворе $U_{30.}$ В рассмотренном режиме без отсечки благодаря линейной зависимости крутизны характеристики от напряжения между затвором и истоком $Y_{21}(U_3)$ амплитуды высших гармоник крутизны равны нулю, следовательно, будет только два побочных канала приема: зеркальный и прямого прохождения.

Лучшая развязка между сигнальной и гетеродинной цепями достигается в схеме на двухзатворном ПТ (рис. 5.10). Напряжения сигнала и гетеродина подаются на разные затворы. В этой схеме преобразование частоты происходит потому, что при изменении напряжения на гетеродинном затворе изменяется крутизна сток-затворной характеристики по сигнальному затвору.

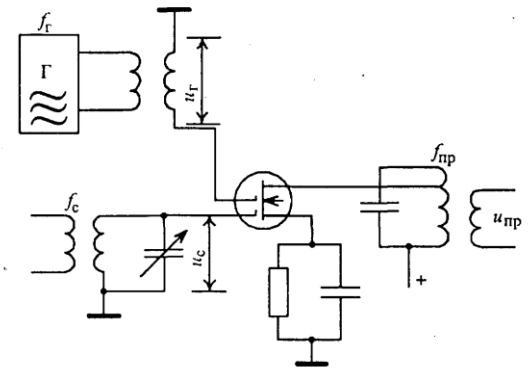

Рис. 5.10. Смеситель на двухзатворном транзисторе

На рис. 5.11 приведена схема преобразователя частоты на биполярном транзисторе.

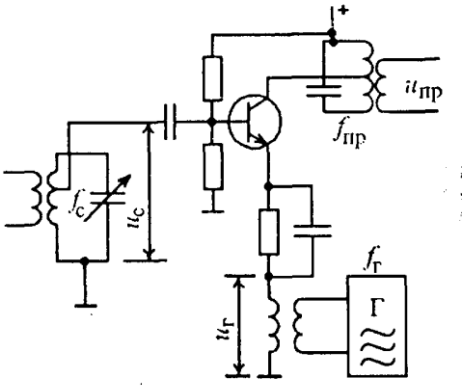

Рис. 5.11. Смеситель на биполярном транзисторе

Постоянное смещение на базе и амплитуду напряжения гетеродина часто выбирают таким образом, чтобы транзистор работал без отсечки тока. Если рабочая точка не выходит за пределы линейного изменения крутизны проходной характеристики транзистора Y_{21} ($U_{БЭ}$), то зависимость Y_{21} (t) близка к гармонической, что уменьшает количество побочных каналов приема. Амплитуда напряжения гетеродина при этом имеет порядок 100 … 150 мВ.

При увеличении напряжения гетеродина возникает работа с отсечкой тока, что позволяет увеличить крутизну преобразования и, соответственно, коэффициент передачи смесителя. В этом режиме также уменьшается зависимость крутизны преобразования от амплитуды напряжения гетеродина. Недостатком такого режима является увеличение числа побочных каналов приема за счет преобразования частоты сигнала по гармоникам чакстоты гетеродина.

Амплитуду напряжения сигнала на входе смесителя устанавливают *не более* 5 мВ, что обеспечивает линейность его работы по входному сигналу. При этом отсутствуют полузеркальные каналы приема.

Аналитический расчет параметров преобразователей частоты на биполярных транзисторах возможен с использованием экспоненциальной аппроксимации характеристик. Крутизна преобразования транзисторов примерно в 1.5 … 2 раза меньше крутизны характеристики в усилительном режиме, входные и выходные сопротивления транзисторов в режиме преобразования приблизительно в 1,5...2 раза больше, чем в режиме усиления, а входные и выходные емкости в режиме усиления и преобразования фактически одинаковы.

Хорошая развязка цепей сигнала и гетеродина и высокая устойчивость против самовозбуждения в широком диапазоне частот достигаются в каскодных смесителях. На рис. 5.12 приведен вариант схемы, в которой напряжения сигнала и гетеродина подаются на базы разных транзисторов. По сигналу получается каскодная схема ОЭ-ОБ, обеспечивающая высокую устойчивость.

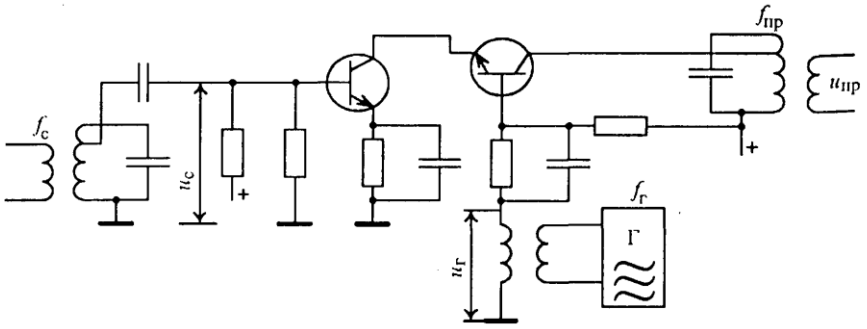

Рис. 5.12. Смеситель на каскодном соединении транзисторов

Диодные преобразователи частоты

Схемы диодных преобразователей частоты представлена на рис. 5.13, 5.14. В диапазоне СВЧ их следует рассматривать как эквивалентные схемы, так как в реальных конструкциях СВЧ резонансные цепи выполняются в виде цепей с распределенными параметрами (отрезков линий или объемных резонаторов).

Если частота гетеродина находится в пределах полосы пропускания входного (сигнального) контура, то сопротивление этого контура для напряжения гетеродина достаточно велико, и может быть использована схема с параллельным соединением сигнальной и гетеродинной цепей (рис. 5.13). Если частота гетеродина выходит за пределы полосы пропускания входного контура, целесообразно использовать последовательное соединение (рис. 5.14). Для создания дополнительного смещения на диоде в схему может быть включено постоянное напряжение *E*. За счет дополнительного сменщения обеспечивается режим емкостного преобразования частоты.

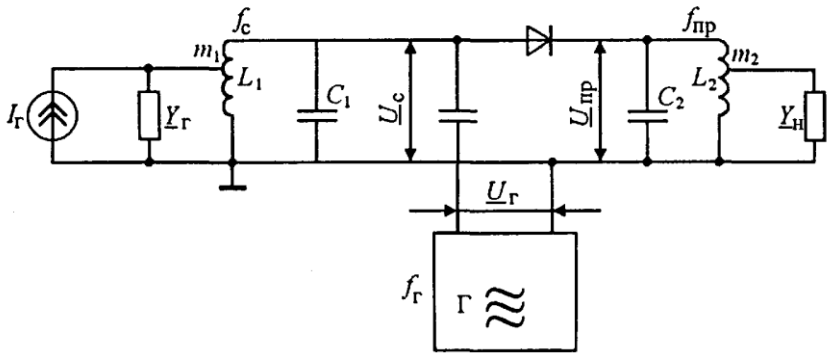

Рис. 5.13. Первый вариант схемы диодного преобразователя частоты

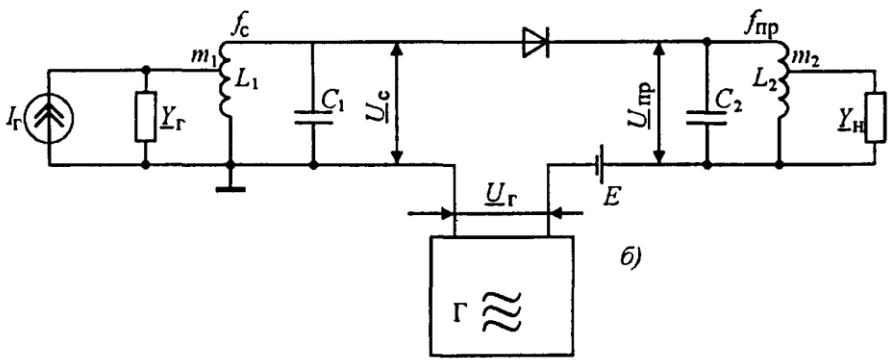

Рис. 5.14. Второй вариант схемы диодного преобразователя частоты

Эквивалентные схемы диода представлены на рис. 5.15. Полная эквивалентная схема диода (рис. 5.15, а) в общем случае содержит активную проводимость g и емкость p-n перехода C, индуктивность L_S и сопротивление r_S соединительных проводников, а также емкость держателя диода $C_Д$.

У диодов, предназначенных для преобразования частоты в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн, L_S и r_S, очень малы. Их можно не учитывать и пользоваться более простой схемой (рис. 5.15, б), полагая емкость диода равной сумме емкости C p-n перехода и $C_Д$.

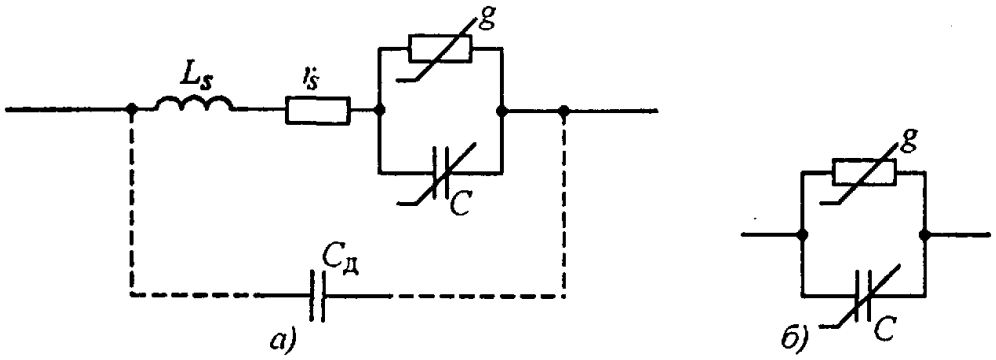

Рис. 5.15. Эквивалентные схемы диода

Изменение активной проводимости и емкости диода под воздействием напряжения гетеродина в отсутствие дополнительного смещения показано на рис. 5.16. Рисунок носит иллюстративный характер, так как в реальных схемах на диод может быть подано дополнительное смещение, улучшающее параметры преобразования.

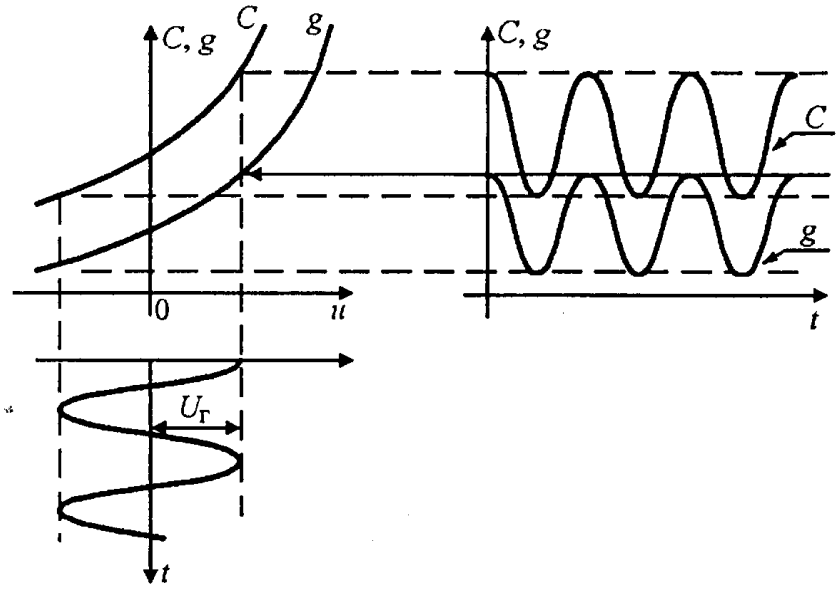

Рис. 5.16. Изменение активной проводимости и емкости диода под воздействием напряжения гетеродина в отсутствие дополнительного смещения

Диод преобразователя частоты используется в одном из следующих режимов:

- напряжение гетеродина изменяется преимущественно в области прямого тока. В преобразователе частоты применяется диод с малой емкостью. В этом случае главную роль играет нелинейная резистивность диода. Такой преобразователь частоты называется *резистивным*;
- используется закрытый переход диода. В преобразователе частоты применяется диод со сравнительно большой нелинейной емкостью, т.е. варикап. При этом резистивность проявляется слабо. Такой преобразователь частоты называется *емкостным*.

В отличие от транзисторных преобразователей частоты, в которых в основном проявляется эффект прямого преобразования частоты, работа диодного преобразователя частоты описывается *уравнениями прямого и обратного преобразования*. В случае неинвертирующего преобразования (частота сигнала выше частоты гетеродина) они записываются в виде

$$\dot{I}_п = \dot{Y}_{пр\,21}\dot{U}_с + \dot{Y}_{пр\,22}\dot{U}_п\,;$$
$$\dot{I}_с = \dot{Y}_{пр\,11}\dot{U}_с + \dot{Y}_{пр\,12}\dot{U}_п\,.$$

В случае инвертирующего преобразования (частота сигнала ниже частоты гетеродина) они записываются в виде

$$\dot{I}_{\text{п}} = \dot{Y}_{\text{пр}\,21}\dot{U}_{\text{с}}^{*} + \dot{Y}_{\text{пр}\,22}\dot{U}_{\text{п}}\,;$$
$$\dot{I}_{\text{с}} = \dot{Y}_{\text{пр}\,11}\dot{U}_{\text{с}} + \dot{Y}_{\text{пр}\,12}\,\dot{U}_{\text{п}}^{*}\,.$$

Вариант емкостного преобразователя частоты мы рассмотрим в главе о параметрических усилителях. Для *резистивного* диодного преобразователя, пренебрегая емкостями, нетрудно получить параметры преобразования в виде $Y_{\text{ПР}21} = Y_{\text{ПР}12} = G_{\text{ПР}}$; $Y_{\text{ПР}11} = Y_{\text{ПР}22} = G_{0}$. Здесь $G_{\text{ПР}} = 0.5\ G_{1}$ – преобразующая проводимость (или крутизна преобразования), равная при простом преобразовании половине амплитуды первой гармоники изменения крутизны характеристики диода, а G_0 – постоянная составляющая изменения проводимости диода.

Коэффициентом передачи мощности диодного смесителя называют отношение мощности, выделяемой в нагрузке, к номинальной мощности источника сигнала. При оптимальном выборе коэффициентов включения m_1 и m_2 коэффициент передачи мощности равен

$$K_{P\max} = \left(\frac{\mu_{\text{пр}}}{1+\sqrt{1-\mu_{\text{пр}}^{2}}}\right)^{2}.$$

Здесь $\mu_{\text{пр}} = G_{\text{ПР}} / G_0$. Реально у современных резистивных диодных преобразователей частоты $K_{P\max} = 0.2 \ldots 0.4$.

По величине коэффициента передачи, по уровню интермодуляционных искажений, по динамическому диапазону и по шумовым характеристикам диодные смесители уступают транзисторным, тем не менее, они широко применяются в диапазоне СВЧ. В преобразователях частоты используют следующие типы диодов:

- точечные диоды, образованные контактом металл-полупроводник;
- диоды с барьером Шотки, образованным напылением металла на полупроводник;
- туннельные диоды;
- обращенные диоды.

Преобразователь на туннельном диоде может иметь коэффициент передачи больше единицы вследствие отрицательной проводимости диода в зоне туннельного эффекта, однако для него характерны малая стабильность параметров преобразования и склонность к самовозбуждению. Кроме того,

туннельные и огбращенные диоды имеют малую энергетическую прочность и технологически сложны в изготовлении. Преобразователи на диодах с эффектом Шотки отличаются высокой надежностью работы, низкой относительной шумовой температурой, хорошей повторяемостью параметров при массовом производстве. Это обеспечивает их широкое применение в современной радиоэлектронной аппаратуре.

Выбор активного элемента для преобразователя частоты

Транзисторные преобразователи частоты применяются в основном в диапазоне умеренно высоких частот. Нелинейный элемент такого смесителя является невзаимным или обладающим слабой взаимностью, а реакция нагрузки на источник сигнала практически исключена. Диодные преобразователи частоты применяются преимущественно в диапазоне СВЧ, что объясняется малым уровнем собственных шумов, малыми внутренними паразитными реактивностями, малогабаритностью и экономичностью работы.

Эти рекомендации не носят абсолютного характера, так как благодаря достоинствам диодных преобразователей они используются и при конструировании приемников умеренно высоких частот, а наличие малошумящих транзисторов СВЧ позволяет широко использовать их в диапазоне СВЧ.

В качестве активных элементов в преобразователях частоты могут использоваться интегральные микросхемы:

- полупроводниковые ИМС, все элементы которых выполнены в объеме или на поверхности полупроводника,
- гибридные ИМС, содержащие кроме элементову полупроуводника реальные дискретные компоненты (конденсаторы, резисторы и т.д.).

Применяются как специализированные, так и универсальные ИМС. Специализированные ИМС позволяют сконструировать как определенный функциональный узел, так и несколько узлов аппаратуры, включая преобразователь частоты (серии 224, 235, 435, 157, 237). Универсальные ИМС для преобразователей частоты ориентированы только на перемножение двух колебаний (серии 140, 525, 526).

При выборе микросхемы для преобразователя частоты необходимо учитывать, с одной стороны, частотный и динамический диапазоны

приемника и температурную нестабильность схемы, а с другой – потребление тока от источника питания, число требуемых источников питания и вспомогательных элементов, простоту сопряжения избирательных элементов с микросхемами. Эти требования являются часто противоречсивыми, поэтому при выборе микросхемы необходимо провоюить анализ нескольких вариантов схемных решений.

Балансные и кольцевые смесители

Балансные смесители

Однотактным (небалансным) преобразователям частоты присущи существенные недостатки:

- неэкономичность по потребляемой мощности гетеродина, обусловленная необходимостью хорошей развязки сигнальных и гетеродинных цепей и, следовательно, слабой связи между ними;
- преобразование шумов гетеродина в полосу пропускания УПЧ, за счет чего увеличивается коэффициент шума приемника и снижается его реальная чувствительность;
- увеличение количества побочных каналов приема за счет возможного преобразования гармоник сигнала по гармоникам напряжения гетеродина.

От этих недостатков свободны балансные и кольцевые схемы преобразователей частоты.

Балансные схемы применяются преимущественно при интегральном исполнении преобразователей частоты и в диапазоне СВЧ. Они имеют более сложную схему по сравнению с небалансными смесителями, но обеспечивают ряд достоинств по сравнению с ними.

Типовая схема диодного балансного смесителя представлена на рис. 5.17. Такие схемы часто используют в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. В первую очередь это объясняется их способностью ослаблять шумы гетеродина.

Балансный преобразователь частоты представляет собой соединение двух небалансных. На рис. 5.17 приведен вариант схемы балансного преобразователя частоты с двухтактным включением фильтра промежуточной частоты.

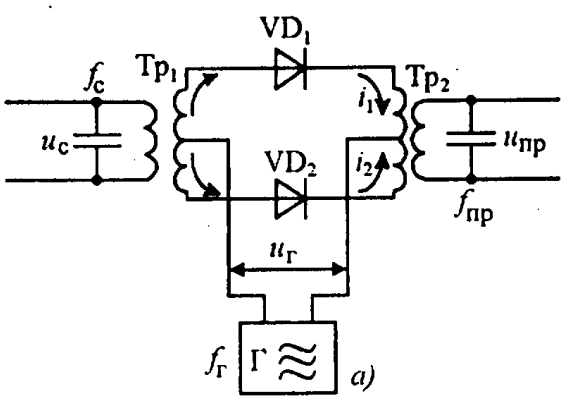

Рис. 11.1. Схема балансного смесителя с двухтактной цепью промежуточной частоты

Напряжение гетеродина действует на диоды VD1 и VD2 с одинаковой фазой, а составляющие напряжения сигнала через трансформатор $Тр_1$ — с противоположными фазами. Вследствие этого токи промежуточной частоты в цепях диодов противофазны. В первичной обмотке трансформатора $Тр_2$ эти токи текут встречно, но вследствие того, что они противофазны, их магнитные поля суммируются и выходное напряжение определяется этим суммарным действием. Таким образом, при подаче сигнала на диоды синфазно, а напряжения гетеродина противофазно, в схеме происходит преобразование частоты.

Важно отметить, что при подаче на диоды синфазных сигналов составляющие токов промежуточной частоты, вызванные взаимодействием сигнала и напряжения гетеродина, будут также синфазны. Вследствие того, что они протекают в первичной обмотке трансформатора $Тр_2$ встречно, их магнитные поля взаимно компенсируются и на выходе балансного преобразователя не создается напряжение промежуточной частоты. Все четные гармоники частоты сигнала, в отличие от первой гармоники, поступают на диоды синфазно и не преобразуются на промежуточную частоту. В результате уменьшается количество побочных каналов приема, в частности, отсутствуют полузеркальные каналы, образуемые вторыми гармониками сигнала и напряжения гетеродина.

Составляющие токов с частотой гетеродина в половинах обмоток входного и выходного трансформаторов протекают встречно и синфазны, поэтому они взаимно компенсируются, и напряжение гетеродина не

проникает во входную и выходную цепи балансного преобразователя. Благодаря этому оно не излучается антенной и не поступает на вход усилителя промежуточной частоты. Шум гетеродина, как и напряжение гетеродина, подается на диоды синфазно и не преобразуется на промежуточную частоту. Уменьшение шумов преобразователя частоты особенно важно, когда смеситель является первым каскадом приемника и в основном определяет его коэффициент шума и реальную чувствительность.

Изготовление и настройка точно сбалансированного смесителя с двухтактной цепью промежуточной частоты вызывает определенные трудности. Практически более удобно однотактное включение ФПЧ, как показано на рис. 5.18. В этой схеме напряжения принимаемого сигнала и гетеродина действуют в диагоналях моста, образованного половинами вторичной обмотки трансформатора $Тр_1$ и диодами VD1 и VD2. Составляющие токов i_1 и i_2, создаваемые напряжением гетеродина, замыкаются через диоды, не ответвляясь в диагональную цепь, в которую включены входной и выходной контуры. Поэтому, как и в предыдущем случае, колебания от гетеродина не проникают во входную и выходную цепи.

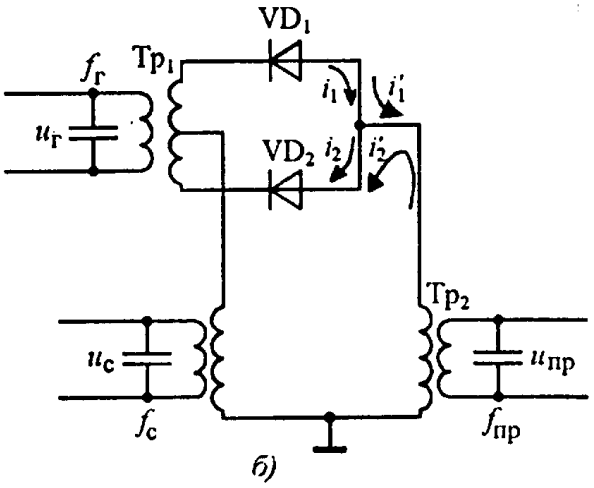

Рис. 5.18. Схема балансного смесителя с однотактной цепью промежуточной частоты

Напряжение преобразуемого сигнала подается на диоды VD1 и VD2 в одинаковой фазе, а напряжение гетеродина противофазно. Противофазные компоненты токов i'_1 и i'_2 промежуточной частоты, вызванные действием сигнала и гетеродина, замыкаются через первичную обмотку трансформатора $Тр_2$ протекая встречно, и создают на выходе напряжение промежуточной частоты, пропорциональное их сумме.

Шумы гетеродина, в отличие от полезного сигнала, поступают на диоды, как и напряжение гетеродина, противофазно. После преобразования шумов половинками смесителя на промежуточную частоту они оказываются синфазными. Вследствие встречного протекания в первичной обмотке трансформатора $Тр_2$, они взаимно компенсируются.

Подведем итог достоинствам балансных смесителей. В балансных смесителях:

- компенсируются шумы гетеродина, что приводит к снижению коэффициента шума приемника и увеличению его реальной чувствительности;
- уменьшается число побочных каналов приема, так как не происходит преобразования четных гармоник сигнала;
- напряжение гетеродина не проникает во входную цепь и в нагрузку.

Балансные смесители могут быть выполнены не только на диодах, но и на транзисторах (рис. 5.19).

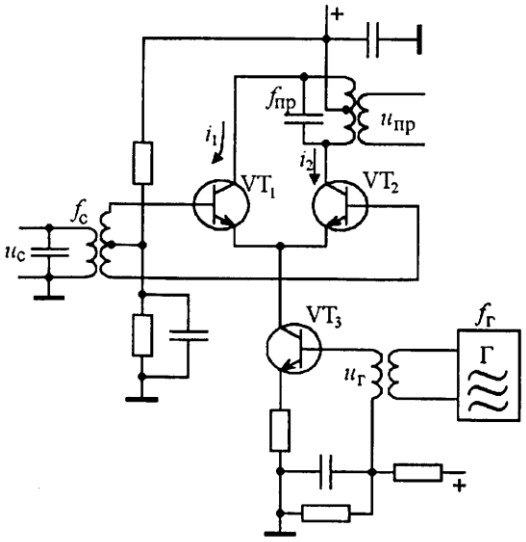

Рис. 5.19. Схема балансного смесителя на транзисторах

Коллекторное напряжение на смесительные транзисторы VT1 и VT2 подано через среднюю точку катушки индуктивности выходного резонансного контура, настроенного на промежуточную частоту. Токи i_1 и i_2 транзисторов VT1 и VT2 через выходной контур текут встречно, и выходное напряжение пропорционально их разности. Напряжение гетеродина на смесительные транзисторы подано через транзистор VT3 синфазно. Поэтому составляющие токов i_1 и i_2 с частотой гетеродина, его гармоник и шумов

гетеродина, имеющие в обоих транзисторах одинаковые фазы, взаимно компенсируются и не создают напряжения в выходных цепях.

Под действием напряжения гетеродина меняется крутизна характеристики каждого из транзисторов VT1 и VT2. Напряжение сигнала действует на транзисторы смесителя противофазно, поэтому составляющие тока промежуточной частоты также противофазны. Эти токи в выходном контуре текут встречно, поэтому составляющие промежуточной частоты складываются.

В транзисторном балансном преобразователе, как и в балансном усилителе, происходит компенсация четных гармоник преобразуемого сигнала. В частности, в балансном преобразователе компенсируются помехи с частотами полузеркальных каналов.

Таким образом, транзисторные балансные смесители обладают теми же достоинствами, что и диодные.

Балансная схема является аналоговым перемножителем напряжений, построенным по методу переменной крутизны, т.е. на основе зависимости крутизны транзистора от тока эмиттера. Такая схема не балансна по одному из напряжений, одно из них проходит на выход. Этот недостаток компенсируется в схемах двойных балансных смесителей.

Двойные балансные смесители

Дальнейшее улучшение параметров балансных преобразователей частоты достигается в *двойных балансных* или *кольцевых* схемах, в которых реализуется баланс как по сигналу, так и по гетеродинному колебанию.

Схема кольцевого смесителя на диодах представлена на рис. 5.20.

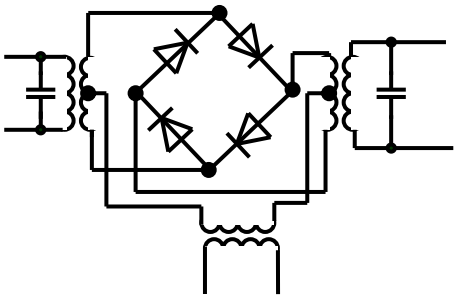

Рис. 5.20. Схема двойного балансного смесителя на диодах

Входной сигнал и колебания гетеродина подаются в диагонали диодного моста через широкополосные трансформаторы. Нагрузкой смесителя является колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту.

В кольцевых смесителях:

- исключается прохождение обоих входных сигналов смесителя (полезного сигнала и напряжения гетеродина) в нагрузку;
- обеспечивается подавление побочных каналов преобразования, вызванных не только четными гармониками частоты сигнала, но и четными гармониками частоты гетеродина;
- повышается развязка между цепями сигнала и гетеродина.

Преимущества кольцевых смесителей по сравнению с балансными:

- меньшее содержание гармоник входных сигналов и комбинационных частот в выходном спектре;
- более широкий динамический диапазон входных сигналов;
- большая максимально допустимая мощность;
- менее жесткие требования к напряжению пробоя диодов;
- более широкая полоса пропускания.

Схема транзисторного двойного балансного смесителя для напряжений сигнала и гетеродина приведена на рис. 5.21.

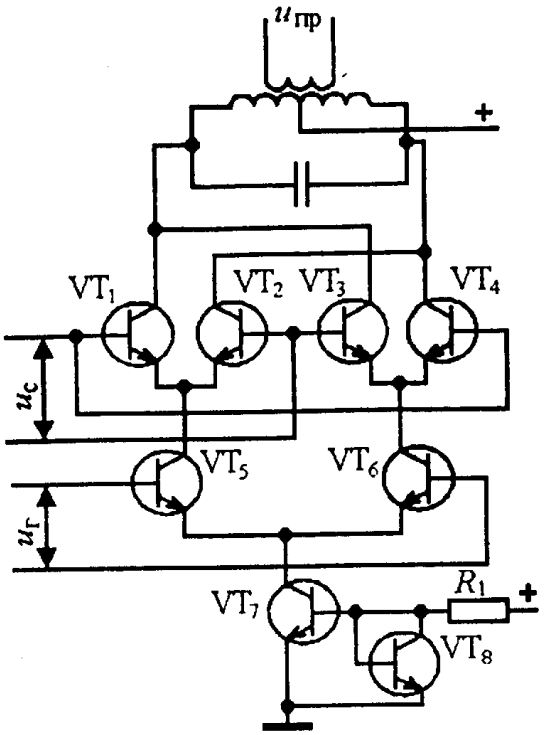

Рис. 5.21. Схема двойного балансного смесителя на транзисторах

Смеситель построен на основе трех дифференциальных транзисторных пар. Напряжение сигнала подано на транзисторные пары VT1 VT2 и VT3, VT4, крутизна характеристик которых меняется под действием напряжения гетеродина с помощью транзисторов VT5 и VT6. На транзисторы каждой пары напряжение сигнала подается противофазно, а напряжение гетеродина – синфазно на оба транзистора одной пары, но противофазно для разных пар. Токи всех транзисторов определяются генератором стабильного тока на транзисторе VT7, напряжение на базе которого стабилизировано цепью из резистора *R*1 и транзистора VT8 в диодном включении. Реальные устройства помимо множительного ядра, представленного на рис. 11.5, содержат каскады перехода от несимметричного включения к симметричному и обратно.

Сравнительные характеристики диодных балансных и кольцевых преобразователей частоты приведены в табл. 5.1

Таблица 5.1

Качественные показатели балансного и кольцевого диодных преобразователей частоты

Параметр	Балансный ПЧ	Кольцевой ПЧ
Вносимые затухания, дБ	10 … 13	5 … 8
Развязка цепей гетеродина и ПЧ, дБ	20	40
Развязка цепей сигнала и гетеродина, дБ	20	30
Развязка цепей сигнала и ПЧ, дБ	6	25
Динамиический диапазон, отн. ед.	1	2
Уровень высших гармоник, отн. ед.	1	0,5
Подавление шумов гетеродина, дБ	20 … 30	30 … 50

Кольцевые смесители широко применяются в профессиональных радиоприемных устройствах коротковолнового диапазона. Используются диодные схемы или интегральные микросхемы, например, типов 235МП1, 235МП2 (диодные) или К526ПС1, К174ПС1 (транзисторные). Для частот

свыше 200 МГц транзисторные микросхемы аналоговых перемножителей пока не созданы. В этом случае в преобразователях частоты рекомендуется использовать диодные микросборки типов АА121 или АА122, представляющие собой, соответственно, пару встречных диодов и четверку диодов, соединенных в кольцо. Аналоговый перемножитель на диодной сборке в сочетании с широкополосными трансформаторами способен работать как кольцевой смеситель в диапазоне дециметровых волн.

Гетеродины и синтезаторы частоты

Параметры и характеристики гетеродинов

В состав преобразователя частоты входят смеситель, гетеродин и полосовой фильтр. ***Гетеродины*** *радиоприемных устройств формируют вспомогательное гармоническое напряжение, необходимое для изменения параметров смесителя.* Под действием напряжения гетеродина дифференциальная крутизна вольт-амперной характеристики смесителя периодически изменяется во времени. За счет этого в выходном токе смесителя появляется составляющая промежуточной частоты, выделяемая полосовым фильтром.

Основными требованиями, предъявляемыми к гетеродину, являются:

- генерация колебания необходимой частоты и перестройка частоты в заданном диапазоне;
- высокая стабильность частоты колебаний генератора;
- обеспечение необходимой амплитуды напряжения;
- постоянство амплитуды генерируемых колебаний;
- минимальный уровень высших гармоник в выходном напряжении.

Гетеродины могут представлять собой автогенераторы различных типов. Это либо однокристальные генераторы с самовозбуждением, либо более сложные генераторы, например на дифференциальных каскадах с различными схемами возбуждения. Широко распространены схемы гетеродинов с кварцевой стабилизацией частоты. Их достоинством является получение стабильных колебаний при относительно простой схеме. Кварцевый генератор без дополнительных мер стабилизации частоты обеспечивает относительную нестабильность частоты порядка 10^{-5} в широком диапазоне температур

В высококачественных радиоприемных устройствах роль гетеродина играют синтезаторы частоты. Относительное изменение частоты опорного генератора синтезатора частоты при изменении температуры среды от 5 до 40 °С находится в пределах $\pm 5 \cdot 10^{-8}$.

Транзисторные гетеродины

Простейшие схемы гетеродинов представляют собой *однокаскадные генераторы с самовозбуждением*. В гетеродинах радиоприемных устройств используют биполярные и полевые транзисторы.

Для генерирования колебаний в радиочастотном диапазон обычно применяют *LC*-генераторы. Применение катушек с небольшой индуктивностью в сочетании с конденсаторами обеспечивает возможность создания генераторов с обратными *LC*-связями на частотах до 500 МГц. На более высоких частотах используются элементы с распределенными параметрами.

Основой *LC*-генератора является параллельный резонаторный *LC*-контур. Он обычно включается в цепь коллектора и на резонансной частоте представляет собой активное сопротивление. На частотах, отличных от резонансной, сопротивление контура имеет либо емкостный, либо индуктивный характер.

Основные схемы генераторов с самовозбуждением, которые могут использоваться в качестве гетеродинов супергетеродинных приемников:

- генераторы с трансформаторной обратной связью;
- генераторы с индуктивной обратной связью;
- генераторы с емкостной обратной связью;
- генераторы на LC-элементах с эмиттерной обратной связью;
- двухтактные генераторы;
- гетеродины с кварцевой стабилизацией частоты;
- гетеродины на интегральных микросхемах.

Генераторы с трансформаторной обратной связью

Колебательный контур в схеме автогенератора с трансформаторной связью может включаться либо во входную, либо в выходную цепь транзистора.

Особенностью гетеродина с трансформаторной связью по схеме Майсснера (рис. 5.22) является то, что обратная связь осуществляется с помощью трансформатора, первичная обмотка которого вместе с конденсатором образует колебательный контур, включенный в выходную цепь транзистора и определяющий частоту генерации схемы.

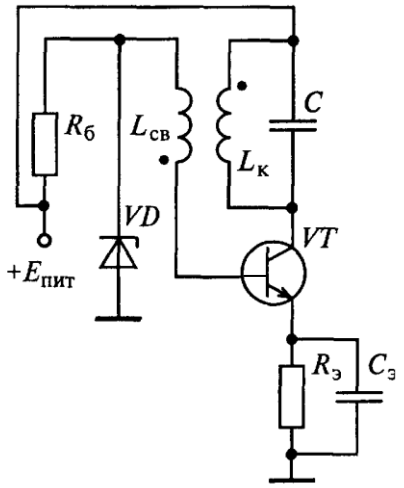

Рис. 5.22. Автогенератор с трансформаторной обратной связью

Усиленное входное напряжение на резонансной частоте контура имеет на коллекторе транзистора максимальную амплитуду и фазовый сдвиг 180°по отношению к входному. Часть этого напряжения снимается с вторичной обмотки в качестве напряжения обратной связи. Для выполнения условия баланса фаз трансформатор осуществляет поворот фазы сигнала на 180°. Для инвертирования фазы вторичная обмотка трансформатора включена во встречном направлении по отношению к первичной обмотке. Конец вторичной обмотки, напряжение на котором синфазно с коллекторным напряжением, заземлен по переменному току через стабилитрон. Точки около обозначения обмоток трансформатора на схемах указывают на выводы с синфазным напряжением. Напряжение на базе стабилизировано диодом *VD*.

Коэффициент трансформации выбирают таким, чтобы на резонансной частоте коэффициент петлевого усиления при включении схемы существенно превышал единицу. Благодаря этому после включения питания возбуждаются колебания, амплитуда которых экспоненциально нарастает до

тех пор, пока транзисторный каскад не станет перегружаться. Из-за перегрузки усредненный коэффициент усиления транзисторного каскада снижается до тех пор, пока величина коэффициента петлевого усиления не станет равной единице. При этом устанавливается постоянная амплитуда колебаний.

Генераторы с индуктивной обратной связью;

Схемы разновидностей генератора с индуктивной обратной связью (схемы Хартли) приведены на рис. 5.23. В отличие от схем Майсснера в схемах Хартли трансформатор заменен катушкой $L_К$ с отводом. Индуктивность этой катушки вместе с емкостью параллельно включенного конденсатора C определяет резонансную частоту возбуждения генератора.

На рис. (5.23, а) представлена схема генератора на транзисторе с ОЭ. Отвод катушки заземлен по высокой частоте через выходное сопротивление источника питания. Через конденсатор $C_б$ переменное напряжение подается на базу транзистора. Это напряжение по отношению к коллекторному имеет фазовый сдвиг на 180°, что обеспечивает положительную обратную связь.

Амплитуда напряжения обратной связи устанавливается соответствующим выбором положения отвода на катушке $L_К$. Ток коллектора транзистора определяется сопротивлениями резисторов $R_б$ и $R_э$.

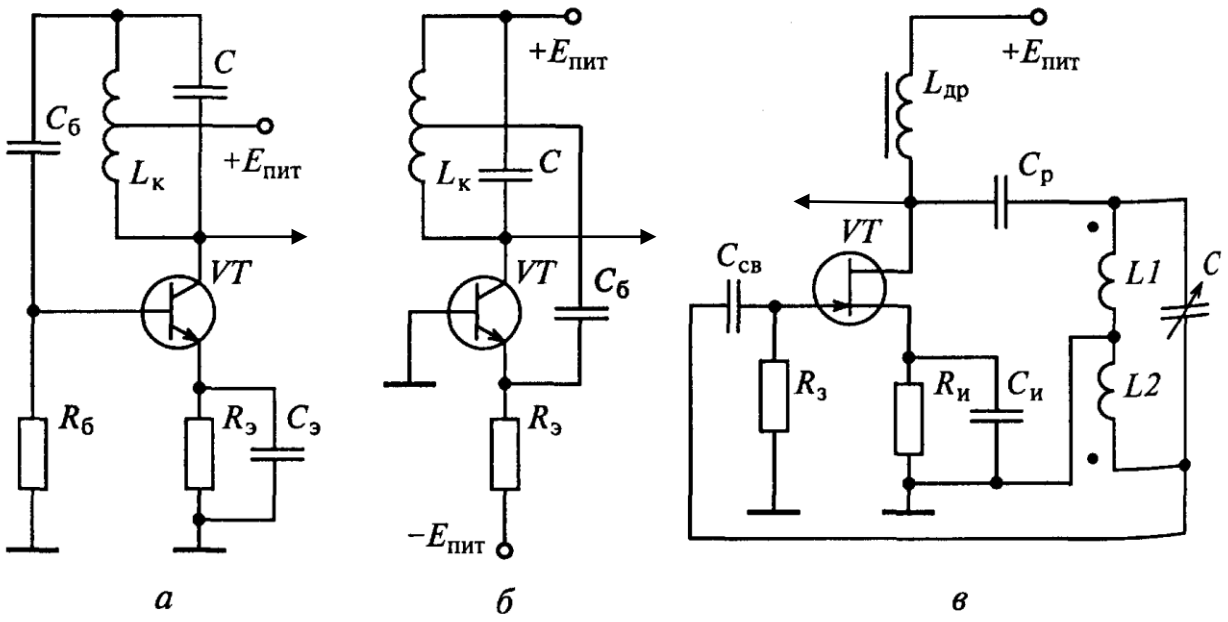

Рис. 5.23. Варианты схем генераторов с индуктивной обратной связью

Генератор на схеме (5.23, б) собран на транзисторе с общей базой. Фаза высокочастотного напряжения в цепи коллектора имеет то же значение, что и в цепи эмиттера, поэтому она не сдвигается в цепи обратной связи. Для работы схемы требуется двуполярный источник питания.

Схема перестраиваемого по частоте генератора Хартли на полевом транзисторе приведена на рис. (5.23, в). Катушка контура имеет заземленный отвод, который образует соответственно первичную L_1 и вторичную L_2 обмотки автотрансформатора. Напряжение положительной обратной связи с обмотки L_2 подается на базу транзистора через конденсатор связи $C_{св}$.

Генераторы с емкостной обратной связью

На рис. 5.24 показана схема генератора Колпитца с емкостной обратной связью и однополярным источником питания. Особенностью генератора с емкостной обратной связью является наличие емкостного делителя напряжения, который определяет коэффициент передачи цепи обратной связи В схеме Колпитца выходное напряжение между коллектором и общей шиной формируется на конденсаторе C_1, в то время как напряжение обратной связи (между базой и общей шиной) — на конденсаторе C_2.

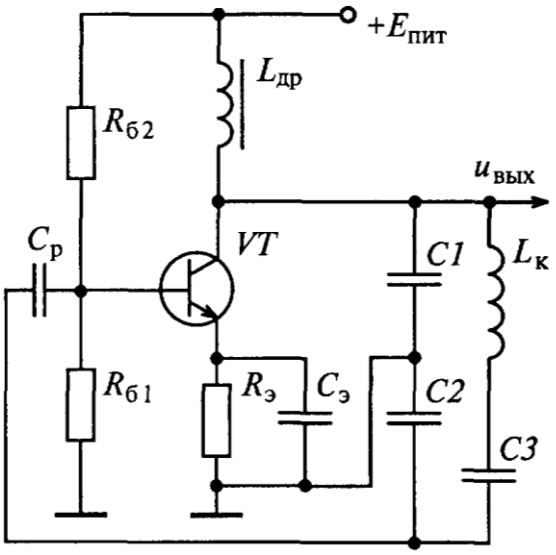

Рис. 5.24. Схема генератора Колпитца с емкостной обратной связью

Генераторы на *LC*-элементах с эмиттерной обратной связью

Схема автогенератора с эмиттерной обратной связью на основе дифференциального каскада приведена на рис. 5.25.

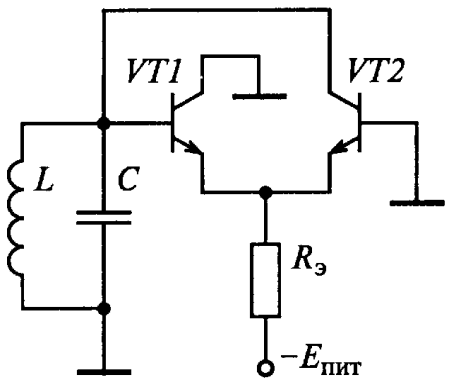

Рис. 5.25. Схема автогенератора с эмиттерной обратной связью

Напряжение на базе транзистора *VT*1 синфазно напряжению на коллекторе транзистора *VT*2. Возникающая при непосредственном соединении этих электродов обратная связь является положительной, коэффициент петлевого усиления генератора пропорционален крутизне характеристик используемых транзисторов. Он может регулироваться в определенных границах путем изменения тока эмиттеров.

Двухтактные генераторы

Применение в генераторах двухтактных схем увеличивает их мощность и повышает коэффициент полезного действия. Использование дифференциальных каскадов позволяет проектировать гетеродины для связной и радиотехнической аппаратуры на частотах до 500 МГц. Двухтактные генераторы большой мощности имеют меньшие амплитуды высших гармоник выходного сигнала.

На рис. 5.26. показана схема двухтактного генератора с индуктивной положительной обратной связью.

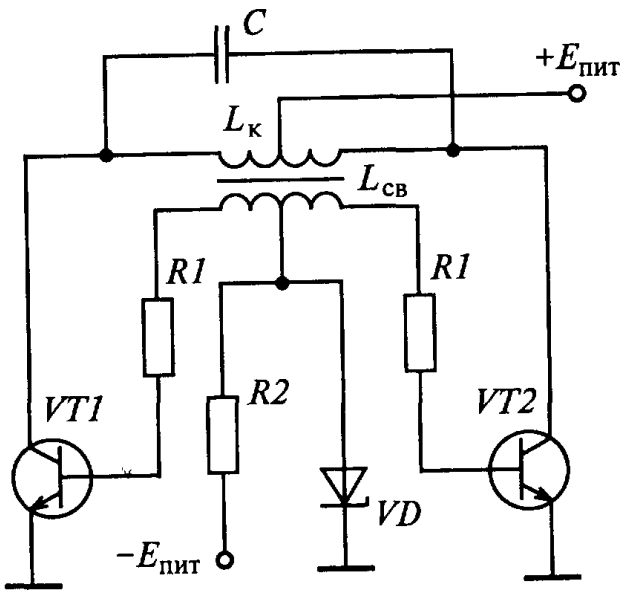

Рис. 5.26. Схема двухтактного генератора с индуктивной положительной обратной связью

В схеме, изображенной на рис. 5.26 в двухтактном генераторе, построенном на основе двух генераторов Майсснера, транзисторы *VT*1 и *VT*2 открываются попеременно. Так как напряжение на базе одного из транзисторов синфазно напряжению на коллекторе другого, то нет необходимости для инвертирования фазы сигнала использовать вторичную обмотку трансформатора.

Гетеродины с кварцевой стабилизацией частоты

Высокую стабильность частоты обеспечивают кварцевые гетеродины с внешним подключением резонаторов. Электрический кварцевый резонатор (пьезокристалл) ведет себя как колебательный контур с высокой добротностью, в котором энергия электрического поля преобразуется в энергию механических колебаний. Температурный коэффициент изменения его резонансной частоты очень мал. Практически достижимые значения нестабильности частоты кварцевого резонатора лежат в пределах 10^{-6} — 10^{-10} (с применением устройств температурной стабилизации — термостатов).

На рис. 5.27 представлены схема замещения и частотная зависимость сопротивления кристалла кварца. Электрические параметры кварцевого резонатора хорошо описываются его схемой замещения.

Величины $L_{КВ}$ и $C_{кв}$ (рис. 12.6, а) определяются механическими свойствами кварцевой пластины. Небольшое омическое сопротивление $R_{КВ}$ характеризует затухание механических колебаний. Емкость C_0 определяется емкостями электродов резонатора и подводящих проводов.

Типовые значения параметров схемы замещения для кварца на частоте 4 МГц имеют следующие значения: $L_{КВ}$ = 100 мГн, $R_{КВ}$= 100 Ом, $C_{кв}$ = 0,015 пФ, $Q_{КВ}$ = = 25000 и C_0 = 5 пФ. В пьезокристалле проявляются два вида резонанса (рис. 12.6, б): последовательный, при котором его сопротивление очень низкое, и па-раллельный, при котором его сопротивление высокое.

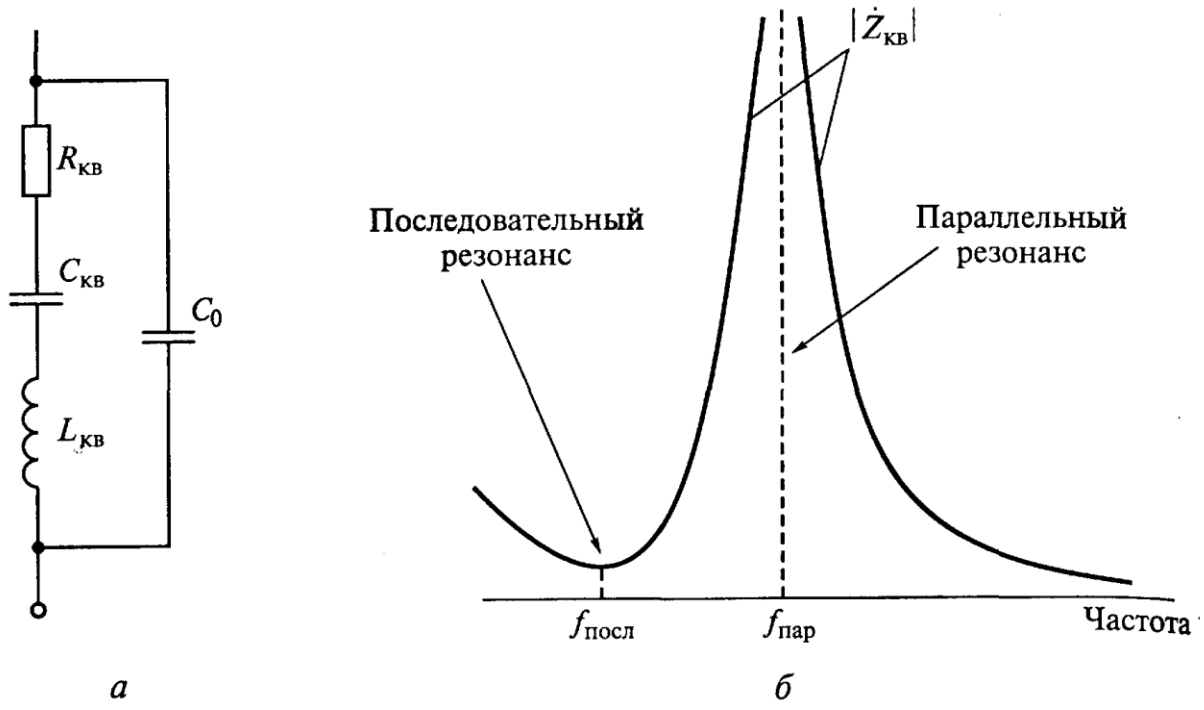

Рис. 5.27. Схема замещения *(а)* и частотная зависимость сопротивления *(б)* кристалла кварца

Частота последовательного резонанса определяется только параметрами резонатора $L_{КВ}$ и $C_{кв}$ а частота параллельного резонанса зависит еще и от значительно менее определенной межэлектродной емкости C_0 резонатора. Две резонансные частоты, как правило, отличаются не более, чем на 1 %. Генераторы могут быть настроены на кристаллическое резонирование в любом из этих режимов.

Резонансную частоту *LC*-генератора можно стабилизировать, если в цепь обратной связи включить кварцевый резонатор, используя частоту его

последовательного резонанса. Чтобы не уменьшать добротность кварцевого резонатора, необходимо иметь сопротивления внешних резонаторов, включенных последовательно в цепь обратной связи, как можно меньше по сравнению с собственным сопротивлением затухания кварца $R_{КВ}$. Условие малого последовательного сопротивления в цепи кварцевого резонатора легко выполняется, если *LC*-генератор построить на транзисторах, включенных по схеме с общей базой.

На рис. 5.28 приведены схемы генераторов Хартли и Колпитца с кварцевым резонатором.

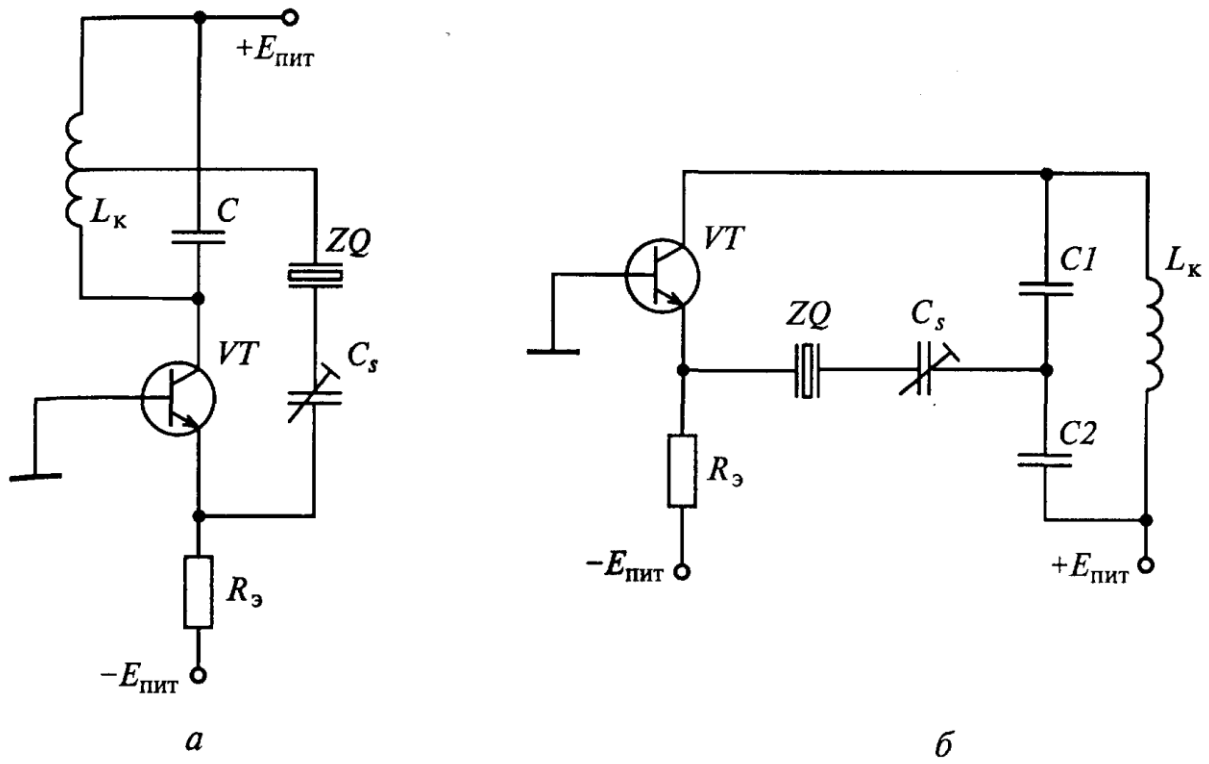

Рис. 5.28. Схемы генераторов с кварцевым резонатором Хартли (*а*) и Колпитца (*б*)

Для изменения в небольших пределах частоты кварцевого гетеродина последовательно с кварцевым резонатором включают подстроечный конденсатор C_S , емкость которого велика по сравнению с $C_{кв}$. Он позволяет изменять частоту последовательного резонанса кварца. Относительное изменение частоты последовательного резонанса определяется формулой

$$\frac{\delta f}{f_0} = \frac{C_{КВ}}{2(C_0+C_S)}.$$

Частота параллельного резонанса не изменяется.

Гетеродины на интегральных микросхемах

Интегральные схемы, которые применяются в гетеродинах радиоприемных устройств, можно разделить на следующие три типа:

- ИМС, в состав которых входят универсальные высокочастотные усилители;
- ИМС, которые содержат специализированные активные элементы, выполняющие функции генераторов с внешним подключением резонатора;
- многофункциональные ИМС, в состав которых входят кроме активных элементов гетеродина также и другие узлы радиоприемного устройства.

Принципиальная схема кварцевого генератора на специализированной микросхеме типа 219ГС1 приведена на рис. 5.29.

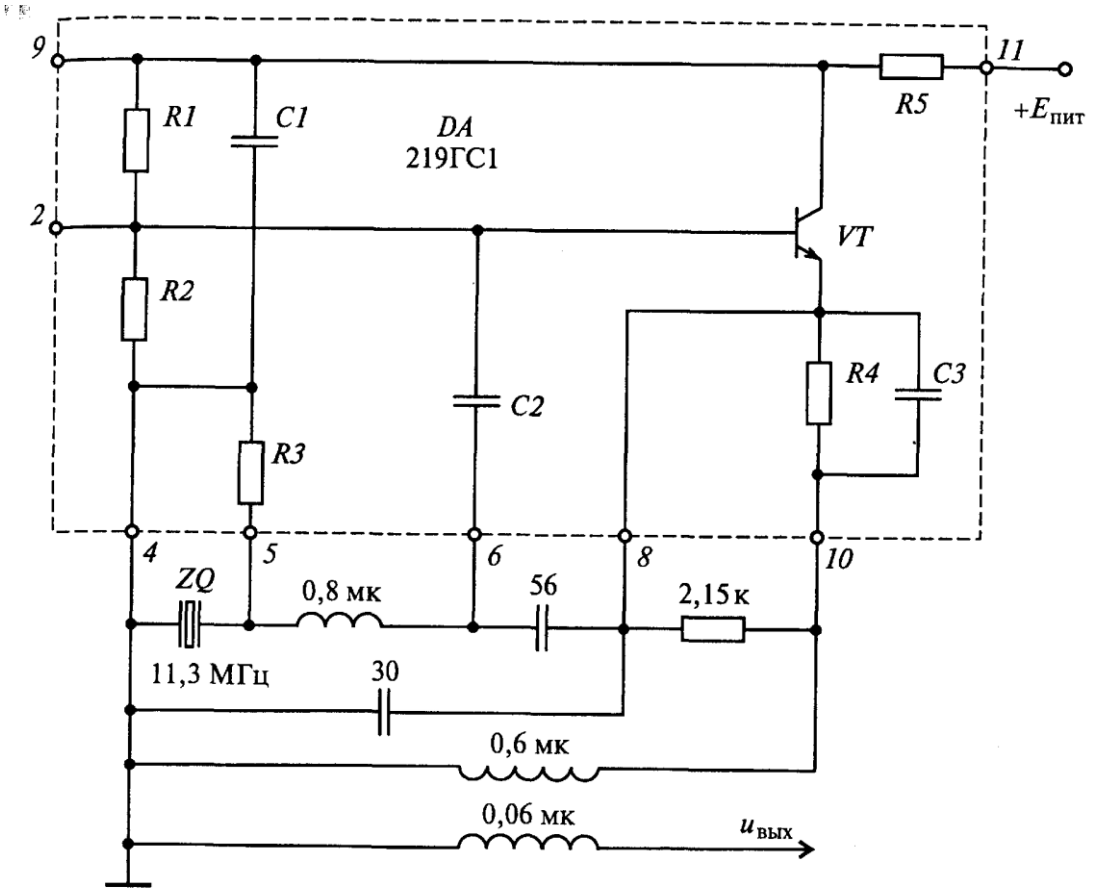

Рис. 5.29. Принципиальная схема кварцевого генератора на микросхеме типа 219ГС1

Для возникновения колебаний необходимо, чтобы внешний колебательный контур был настроен на частоту кварцевого резонатора. Частоту колебательного контура можно также выбирать как целое, кратное резонансной частоте колебаний кварца, и возбудить тем самым резонатор на соответствующей кратной гармонике. Этот метод применяется для получения частот, превышающих собственную частоту колебаний кварца (обычно свыше 100 МГц).

Цифровые синтезаторы частоты

Синтезатор частоты — это устройство, создающее заданную сетку частот из одной высокостабильной частоты (рис. 5.30).

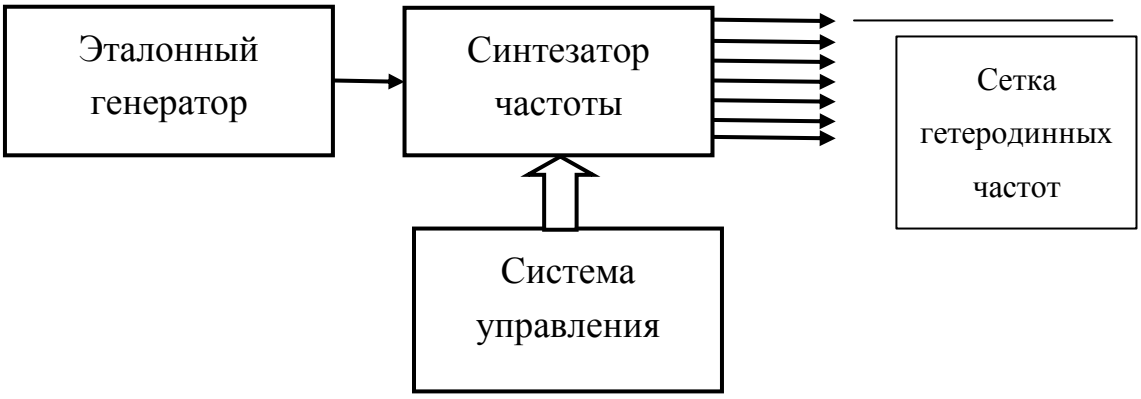

Рис. 5.30. Синтез сетки гетеродинных частот

В синтезаторе частоты не только формируются стабильные частоты, но и выделяются колебания любой из них. Стабильность сформированной частоты определяется исключительно стабильностью *эталонного генератора*, в котором используется прецизионный кварцевый резонатор или квантовый стандарт.

Алгоритм работы синтезатора частоты задается *системой управления*. Если в приемнике используется два или более преобразования частоты, то на разных выходах синтезатора частоты необходимо одновременно иметь соответствующее число гетеродинных частотных «подставок».

Работа синтезатора частоты характеризуется следующими параметрами:

- диапазон синтезируемых частот;
- шаг сетки частот;
- число синтезируемых частот;
- уровень подавления побочных спектральных составляющих;
- среднеквадратические величины паразитных отклонений частоты и фазы колебаний
- время перестройки частоты;
- мощность генерируемого колебания.

Синтезаторы частоты содержат аналоговый генератор, управляемый напряжением (ГУН), и устройство формирования управляющего напряжения, выполненное как на аналоговых, так и на цифровых интегральных микросхемах.

Синтезаторы частоты подразделяются по принципу построения на устройства *прямого* (пассивного) и *косвенного* (активного) синтеза.

Пассивные ЦСЧ не имеют в своем составе устройств с обратной связью и теоретически обладают более высоким быстродействием при перестройке синтезатора с одной частоты на другую. Как правило, такие ЦСЧ применяются в профессиональной аппаратуре, где требуется большое быстродействие при перестройке частоты. Пассивные ЦСЧ строятся на основе набора кварцевых резонаторов (метод некогерентного синтеза) или с применением одного источника опорных колебаний с кварцевой стабилизацией частоты, на основе которого формируется вся сетка частот (метод когерентного синтеза частот).

При формировании *когерентных колебаний* учитывается следующее. *Два гармонических колебания считаются когерентными, если отношение приращений их полных фаз во времени равно постоянному числу.* К когерентным преобразованиям относятся умножение и деление частот, их суммирование и вычитание. В состав синтезатора с пассивным методом синтеза входят устройства, выполняющие эти операции.

Когерентны также колебания, синхронизированные *фазовой автоподстройкой частоты* (ФАПЧ). Если для получения сетки частот из одного эталонного колебания используются схемы ФАПЧ, то говорят об

активном или косвенном синтезе. Схема автоподстройки является схемой с обратной связью. Она требует большего времени для перестройки частоты.

Сравнение методов построения синтезаторов частоты приводит к выводу, что если главным показателем является *быстродействие*, то преимущество следует отдать системам пассивного синтеза, позволяющим получить время перестройки частоты порядка единиц или даже долей микросекунды. Использование методов активного синтеза при достаточно густой сетке частот не позволяет получить время перестройки меньше десятков или даже сотен миллисекунд. Но если доминирующим по значимости является *спектральная характеристика* синтезатора частоты, то предпочтительнее применять активную фильтрацию с помощью системы автоподстройки. Отношение полезного сигнала синтезатора к уровню детерминированных помех при активном синтезе достигает 80 … 100 дБ, в то время как при пассивном синтезе оно составляет только 60 … 80 дБ. По отношению к *шумовым* помехам оба метода синтеза примерно равноценны. В пассивных синтезаторах определяющую роль играют шумы умножителей частоты, а в активных – шумы гетеродина (автономного автогенератора).

Синтезаторы частоты того или другого типа могут быть выполнены на основе различной элементной базы:

- на аналоговой элементной базе;
- на цифровой элементной базе;
- в смешанном аналого-цифровом варианте.

В первом случае синтезатор частоты называется *аналоговым*, во втором и третьем – *цифровым*. В настоящее время в основном применяются цифровые синтезаторы частоты.

Основные выводы

1. Преобразователи частоты (ПЧ) предназначены для линейного переноса спектра сигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую. При преобразовании частоты закон модуляции входного напряжения не нарушается, а изменяется только несущая частота.

2. Для преобразования частоты используют линейные цепи с периодически меняющимися параметрами.

3. Под действием напряжения гетеродина периодически во времени меняется режим работы преобразующего элемента, в результате чего меняется с частотой гетеродина крутизна его характеристики. Дифференциальные проводимости активного элемента (смесителя) под действием напряжения гетеродина становятся периодическими функциями времени. В выходном токе смесителя появляются комбинационные частоты вида $|k\omega_г \pm \omega_с|$,|, где $k = 0, 1, 2, 3, ...$, одна из которых выбирается в качестве промежуточной частоты.

4. При $k = 1$ преобразование называется простым, при негармоническом изменении $Y_{21}(t)$ можно использовать гармониковое преобразование частоты. На выбранную промежуточную частоту настраивается полосовой фильтр, являющийся нагрузкой активного элемента.

5. Расчет преобразователя частоты можно производить по методике, аналогичной методике расчета селективного усилителя, используя вместо Y-параметров транзистора внутренние параметры преобразования.

6. В общем случае, при нелинейной характеристике смесителя по входному сигналу и негармоническом изменении его проводимости $Y_{21}(t)$ под действием напряжения гетеродина, промежуточная частота возникает при преобразовании n-ой гармоники сигнала по k-ой гармонике гетеродина:

$$f_{пр} = |kf_г \pm nf_с|.$$

При разных значениях k и n на промежуточную частоту преобразуются входные сигналы целого набора частот:

$$f_{kn} = \frac{|kf_г \pm f_{пр}|}{n}, \text{ где } k = 0, 1, 2, \ldots, n = 1, 2, 3, \ldots$$

Эти частоты образуют каналы приема супергетеродинного приемника. Один из каналов является *полезным*, остальные оказываются *побочными*.

7. Побочные каналы приема ухудшают характеристики супергетеродинного приемника:

- ухудшается избирательность приемника, так как по побочным каналам проходят помехи;
- ухудшается реальная чувствительность приемника, так как по побочным каналам проходят шумы.

8. Свисты в супергетеродинном приемнике возникают вследствие приема одного и того же сигнала одновременно по основному и побочному каналам приема.

9. Для преобразования частоты используют как полевые, так и биполярные транзисторы. Диодные смесители могут быть использованы в одном из двух режимов. Может быть использовано изменение *резистивной* составляющей сопротивления диода, или изменение *емкостной* составляющей.

10. В балансных смесителях:

- компенсируются шумы гетеродина;
- уменьшается число побочных каналов приема;
- напряжение гетеродина не проникает во входную цепь и в нагрузку.

Балансные схемы применяются преимущественно при интегральном исполнении преобразователей частоты и в диапазоне СВЧ. Они имеют более сложную схему по сравнению с небалансными смесителями, но обеспечивают ряд достоинств по сравнению с ними.

11. В профессиональных приемниках с целью более эффективного подавления побочных каналов приемника используют двойное преобразование частоты.

12. Гетеродины могут представлять собой автогенераторы различных типов. Это либо однокристальные генераторы с самовозбуждением, либо более сложные генераторы, например на дифференциальных каскадах с различными схемами возбуждения. Широко распространены схемы гетеродинов с кварцевой стабилизацией частоты.

13. Синтезатор частоты — это устройство, создающее заданную сетку частот из одной высокостабильной частоты.

Контрольные вопросы

1. Как происходит преобразование частоты?
2. Какие вольтамперные характеристики должен иметь идеальный смеситель для напряжения сигнала и гетеродина?
3. Какие выводы следуют из общей теории преобразования на невзаимном элементе?
4. Чем различаются эквивалентные схемы преобразовательных и усилительных каскадов?
5. Чем отличается крутизна преобразования от крутизны в режиме усиления?
6. Какой физический смысл имеет обратное преобразование частоты?

7. Чем отличается амплитудно-частотная характеристика преобразователя от частотной характеристики усилителя?
8. Чем отличаются частотные характеристики преобразователя, работающего в линейном по сигналу режиме, от нелинейного?
9. Как выбирается промежуточная частота в супергетеродинном приемнике?
10. Какими мерами ослабляется действие помех по побочным каналам приема?
11. Перечислите особенности инфрадинного приемника, его преимущества недостатки.
12. Нарисуйте принципиальную схему транзисторного ПЧ на ПТ и БТ, поясните принцип его работы и выбор режима.
13. Нарисуйте схему преобразователя на двухзатворном ПТ и в каскодном исполнении.
14. Нарисуйте схему балансного транзисторного ПЧ, опишите его преимущества перед небалансным.
15. Нарисуйте схему ПЧ с компенсацией помех зеркального канала и поясните принцип его работы.
16. Нарисуйте схему диодного ПЧ, простого и балансного.

Задачи для самоконтроля

1. Параметры одноконтурного усилителя радиочастоты: частота настройки 800 кГц; эквивалентное затухание нагруженного контура 0,04.

На сколько децибел ослабляет усилитель радиочастоты помеху по зеркальному каналу, если промежуточная частота приемника 465 кГц?

2. Смеситель при $u > 0$ имеет квадратичную характеристику $I = au^2$. Постоянное смещение $u_0 = +150$ мВ. В режиме преобразования частоты амплитуда напряжения гетеродина равна $U_г = 100$ мВ.

Определить отношение коэффициентов передачи в усилительном режиме (при Uг = 0 и входном сигнале промежуточной частоты) и в режиме преобразования частоты (K0у/K0 пр.= ?).

3. Определите в пределах диапазона длинных волн частоту вещательного приемника, в котором вероятно возникновение комбинационного свиста. Для ДВ отведен диапазон частот в пределах 148,5... 283,5 кГц. Промежуточная частота в радиовещательных станциях принимается равной 465 кГц.

Список литературы

1. Колосовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов. – М : Горячая линия-Телеком, 2007. - 456 с.: ил.
2. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др.; Под редакцией Н. Н. Фомина. - 3-е издание, стереотип. - М. : Горячая линия - Телеком, 2007. - 520 с.: ил.
3. Тимофеев В.Н., Величко Л.М., Ткаченко В.А. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре. - М: Радио и связь, 1982. - 112с.
4. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: сборник задач и упражнений : учеб, пособие для вузов / К. Е. Румянцев. — М.: Издательский центр «Академия», 2006. — 368 с.