

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра систем телекоммуникаций

В. В. Муравьев, С. А. Корневский, В. Н. Мищенко

***Сверхвысокочастотные технологии в системах
телекоммуникаций***

Учебно-методическое пособие
по дисциплине
«Спутниковые и радиорелейные системы передачи»
для студентов специальностей
I-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»,
I-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»
всех форм обучения

В 3-х частях

Часть 2

**Устройства СВЧ-систем телекоммуникаций
(усилители, смесители, генераторы)**

Минск 2007

УДК 621.391.6 (075.8)
ББК 32.882 я 73
М 91

Рецензенты:

зав. кафедрой РиР учреждения образования
«Высший государственный колледж связи», доц. М. Т. Кохно;

зав. кафедрой электроники БГУИР
канд. техн. наук, доц. С. В. Дробот

Муравьев, В. В.

М 91

Сверхвысокочастотные технологии в системах телекоммуникаций : учебно-метод. пособие по дисц. «Спутниковые и радиорелейные системы передачи» для студ. спец. I-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций», I-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» всех форм обуч. В 3 ч. Ч. 2: Устройства СВЧ-систем телекоммуникаций

(усилители, смесители, генераторы) / В. В. Муравьев, С. А. Корневский, В. Н. Мищенко. – Минск : БГУИР, 2007. – 71 с. : ил.

ISBN 978-985-488-169-0 (ч. 2)

В пособии даны основные принципы построения беспроводных систем телекоммуникаций, работающих в СВЧ-диапазоне.

Во второй части рассмотрены требования, предъявляемые к СВЧ-устройствам в современных системах телекоммуникаций при использовании спектрально-эффективных методов модуляции, приведены схемы построения, характеристики и основные параметры усилителей, смесителей и генераторов систем телекоммуникаций.

Предназначено для магистрантов и студентов старших курсов, обучающихся по специальностям МСТК, СРРТ, СиУТ. Может быть полезно студентам радиотехнических специальностей.

УДК 621.391.6 (075.8)
ББК 32.882 я 73

Часть 1 «Приемопередающие устройства, направляющие системы передачи и пассивные компоненты диапазона СВЧ» издана БГУИР в 2007 г.

ISBN 978-985-488-169-0 (ч. 2)
ISBN 978-985-488-156-0

© Муравьев В. В., Корневский С. А.,
Мищенко В. Н., 2007

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2007

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ УСТРОЙСТВ СВЧ.....	5
1.1. Пропускная способность канала связи.....	5
1.1.1. Шумы резисторов.....	6
1.1.2. Шумы транзисторов.....	7
1.1.3. Шумы многокаскадного усилителя.....	9
1.1.4. Шумы пассивного четырехполюсника.....	10
1.2. Линейные искажения в усилителях.....	11
1.3. Определение допустимых значений линейных искажений.....	18
1.4. Нелинейные искажения.....	19
1.4.1. Амплитудно-фазовая конверсия в устройствах СВЧ.....	19
1.4.2. Влияние нелинейных искажений на работу цифровых систем передачи.....	25
1.5. Основные параметры устройств, характеризующих нелинейные искажения.....	28
2. УСИЛИТЕЛИ СВЧ.....	31
2.1. Малошумящие СВЧ-усилители.....	31
2.2. Усилители СВЧ для выходных каскадов цифровых систем передачи.....	33
2.2.1. Высокоэффективные усилители мощности.....	33
2.2.2. Усилители класса F.....	33
2.2.3. Усилители мощности с интегрированными DC-DC конвертерами.....	35
3. СМЕСИТЕЛИ ЧАСТОТЫ.....	37
3.1. Эквивалентная схема диода в СВЧ-диапазоне.....	38
3.2. Небалансные смесители.....	39
3.3. Балансные смесители.....	42
3.4. Двойные балансные и кольцевые смесители СВЧ.....	44
3.5. Мощные смесители СВЧ.....	48
3.6. Транзисторные смесители.....	50
4. ГЕНЕРАТОРЫ.....	52
4.1. Применение и классификация генераторов.....	52
4.2. Выходная мощность генераторов.....	53
4.3. Долговременная и кратковременная стабильность частоты генераторов.....	54
4.4. Методы обеспечения высокой стабильности и перестройки частоты генераторов СВЧ.....	58
4.4.1. Обеспечение стабильности частоты неперестраиваемых генераторов.....	58
4.4.2. Автогенераторы на полевых транзисторах.....	59
4.4.3. Перспективы создания генераторов со стабилизацией частоты при помощи высокодобротного резонатора.....	64
4.4.4. Генераторы с применением умножителей частоты.....	66

Библиотека БГУИР

ВВЕДЕНИЕ

Стремительное развитие систем телекоммуникаций в последние десятилетия XX века привело к необходимости разработки цифровых систем передачи (ЦСП), работающих в диапазоне частот до 100...120 ГГц. Для обеспечения высоких скоростей передачи информации используются все более спектрально-эффективные методы модуляции, которые требуют обеспечения жестких требований не только к уровню шумов в канале связи, но и обеспечения очень малых линейных и нелинейных искажений в канале связи. Для освоения новых частотных диапазонов систем телекоммуникаций, существенного улучшения их эксплуатационных характеристик потребовалось создание твердотельных источников мощности, смесителей и усилителей, работающих в диапазоне частот до 120 ГГц и более.

В первом разделе учебно-методического пособия рассмотрены требования, предъявляемые к СВЧ-устройствам в современных системах телекоммуникаций при использовании спектрально-эффективных методов модуляции. Приведены примеры, показывающие влияние линейных и нелинейных искажений сигнала в СВЧ-тракте на пропускную способность цифровых систем передачи. Рассмотрены параметры и характеристики СВЧ-устройств, которые должны быть учтены при построении СВЧ-тракта цифровых систем передачи. Важнейшими СВЧ-устройствами ЦСП являются твердотельные усилители, смесители. Особенностью СВЧ-усилителей и смесителей является наличие амплитудно-фазовой конверсии (АФК). Поэтому в первом разделе показано также влияние АФК на возможность возникновения ошибок в ЦСП на примере прохождения через усилитель с АФК сигнала формата 64 КАМ.

Во втором разделе приведены параметры СВЧ-усилителей, требования к уровню линейных и нелинейных искажений, рассмотрены перспективные направления разработки СВЧ-усилителей для выходных каскадов различных систем связи.

Третий раздел посвящен особенностям схем построения смесителей СВЧ-диапазона на различных линиях передачи, параметрам и характеристикам смесителей СВЧ.

В четвертом разделе рассмотрены методы и схемы построения СВЧ-генераторов.

1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ УСТРОЙСТВ СВЧ

1.1. Пропускная способность канала связи

Важнейшим параметром системы связи является пропускная способность канала связи. Шеннон показал, что для канала с аддитивным белым гауссовым шумом (additive white Gaussian noise – AWGN) пропускная способность является функцией средней мощности принятого сигнала S , средней мощности шума N и ширины полосы пропускания W . Выражение для пропускной способности (теорема Шеннона–Хартли) можно записать следующим образом:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right). \quad (1.1)$$

Если W измеряется в герцах, а логарифм берется по основанию 2, то пропускная способность будет иметь размерность бит/с. Теоретически (при использовании достаточно сложной схемы кодирования) информацию по каналу можно передавать с любой скоростью R ($R \leq C$) и бесконечной вероятностью возникновения ошибки. Если же $R > C$, то кода, на основе которого можно добиться сколь угодно малой вероятности возникновения ошибки, не существует. В работе Шеннона показано, что величины S , N и W устанавливают пределы скорости передачи, а не вероятности появления ошибки. Шеннон использовал уравнение (1.1) для графического представления доступных пределов производительности прикладных систем. Этот график, показанный на рис. 1.1, представляет нормированную пропускную способность канала C/W в бит/с/Гц как функцию отношения сигнал/шум в канале. График, представленный на рис. 1.2, используется как иллюстрация компромисса между мощностью и полосой пропускания, присущего идеальному каналу.

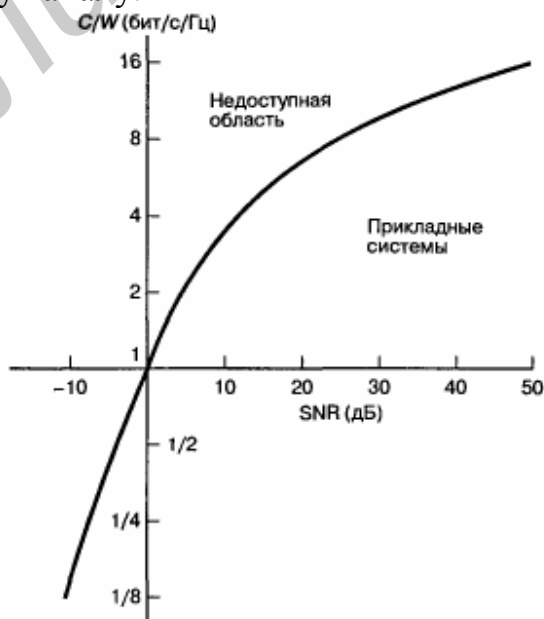


Рис. 1.1. Зависимость нормированной пропускной способности канала от отношения сигнал/помеха (SNR) в канале связи

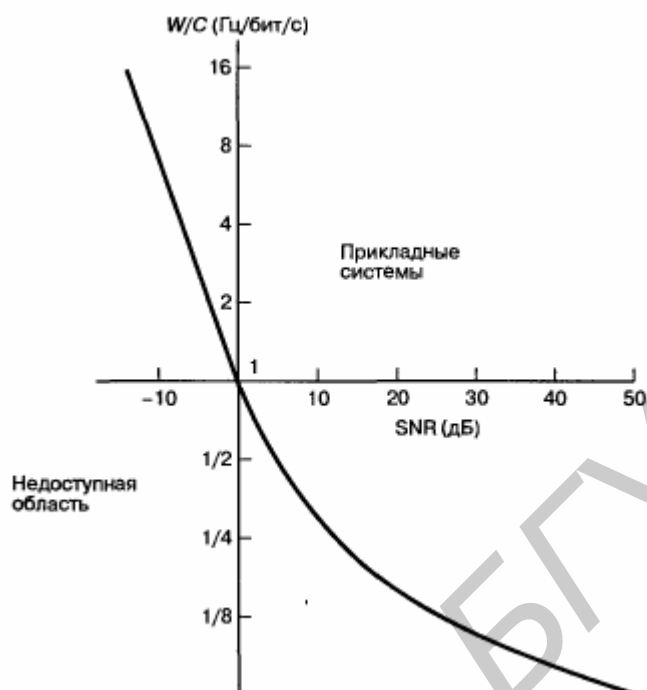


Рис. 1.2. Зависимость нормированной полосы пропускания канала от отношения сигнал/шум (SNR) в канале связи

В действительности достичь предела Шеннона невозможно, поскольку с ростом скорости передачи, при заданном значении полосы пропускания, возрастают требования к параметрам и характеристикам как отдельных элементов системы передачи, так и к системе в целом. Рассмотрим основные характеристики и параметры СВЧ-устройств, определяющие пропускную способность канала.

1.1.1. Шумы резисторов

Минимальным шумом любой схемы является тепловой шум, обусловленный хаотическим движением носителей заряда, что приводит к возникновению хаотического изменения напряжения между двумя любыми точками, т.е. возникновению напряжения шумов. Мощность шума идеального элемента не зависит от частоты и определяется выражением

$$P_{ш} = kT\Delta f, \quad (1.2)$$

где k – постоянная Больцмана;
 T – температура элемента в градусах Кельвина;
 Δf – полоса частот.

Амплитуда напряжения шума идеального резистора R равна

$$U_{ш}^2 = 4kT\Delta fR. \quad (1.3)$$

Мнимые (реактивные) составляющие комплексных сопротивлений шума не создают.

Мощность шумов в реальных элементах и устройствах выше, чем в идеальных. Для определения мощности шумов реальных элементов вводится понятие коэффициент шума n , который показывает, во сколько раз мощность шумов на выходе реального элемента больше мощности шумов на выходе идеального элемента. Мощность шума на выходе реального элемента равна

$$P_{ш} = nkT\Delta f. \quad (1.4)$$

Значение коэффициента шума обычно выражается в децибелах:

$$n_{дБ} = 10 \lg n. \quad (1.5)$$

Для измерения параметров малошумящих устройств часто используется параметр «шумовая температура» $T_{ш}$, который показывает, на сколько градусов необходимо нагреть идеальное устройство, чтобы мощность шума на выходе идеального устройства была равна мощности шумов реального устройства при отсутствии нагрева:

$$P_{ш} = k(T + T_{ш})\Delta f. \quad (1.6)$$

Сравнивая выражения (1.5) и (1.3), получим

$$n = (1 + T_{ш} / T); T_{ш} = (n - 1)T. \quad (1.7)$$

Когда n приближается к единице, его применение становится неудобным, поэтому вместо n используют параметр $T_{ш}$.

1.1.2. Шумы транзисторов

Шумовые явления в транзисторах бывают трех видов: дробовые шумы, или шумы Шоттки, тепловые шумы и фликер-шумы (шумы, спектральная плотность которых уменьшается по закону $1/f$).

Коэффициент шума биполярного транзистора (БТ) зависит от тока коллектора и сопротивления нагрузки. Обычно для БТ $n = 1,8...2,4$. При $R_{г} = R_{г.опт}$, $n_{MIN} = 1,1...1,2$.

Выражение (1.3) справедливо для шумов с равномерной спектральной плотностью. Мощность фликер-шумов зависит от частоты по закону $1/f$. Для БТ фактор шума $1/f$ начинает сказываться на частотах, отстоящих от несущей менее 1 кГц. Поэтому зависимость коэффициента шума от частоты в области нижних частот определяется кривой, приведенной на рис. 1.3.

Шумовые характеристики полевых транзисторов (ПТ) значительно отличаются от БТ. При высокоомном сопротивлении генератора ПТ имеют значительно меньшие шумы, а при низкоомном сопротивлении генератора шумовые характеристики БТ и ПТ практически одинаковы. При этом следует

учитывать, что у МОП-транзисторов фактор шума $1/f$ начинает сказываться на частотах более 100 кГц (для БТ – 1кГц). Поэтому МОП-транзисторы в области низких частот шумят сильнее, чем биполярные транзисторы.

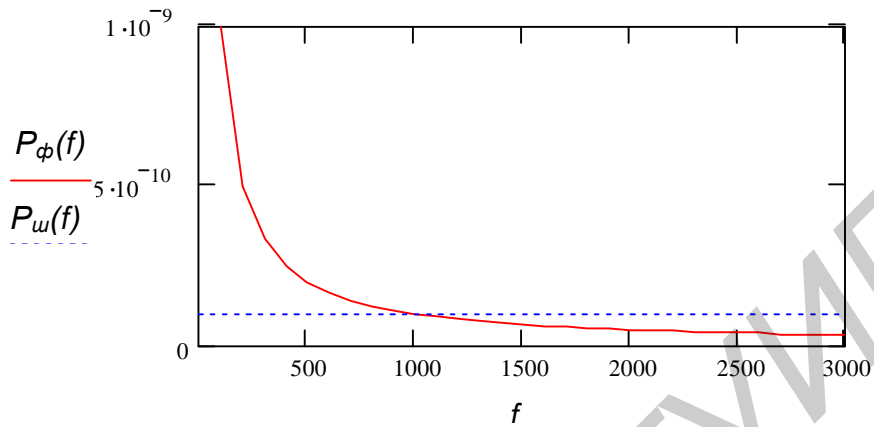


Рис. 1.3. Зависимость мощности шумов от частоты (кГц) для биполярного транзистора:
 — фликер-шум;
 ---- тепловой шум

Абсолютная чувствительность усилителя характеризуется коэффициентом шума n , который равен отношению мощности шума на выходе линейной части четырехполюсника (усилителя) к мощности шума в этой точке идеального четырехполюсника (когда единственным источником шума является источник входного сигнала):

$$n = P_{ш.р} / P_{ш.ид}.$$

Поскольку мощность шума реального усилителя складывается из мощности шума источника входного сигнала (антенны) $P_{ш.а} = P_{ш.ид}$ и мощности шума усилителя, отнесенной к его входу, $P_{ш.пр}$,

$$n = \frac{P_{ш.а} + P_{ш.пр}}{P_{ш.а}} = 1 + P_{ш.пр} / P_{ш.а}.$$

Откуда мощность шумов собственного усилителя

$$P_{ш.пр} = (n - 1)P_{ш.а} = (n - 1)kT\Delta f, \quad (1.8)$$

а общая мощность шумов

$$P_{ш} = P_{ш.пр} + P_{ш.а} = nkT\Delta f = nP_{ш.а}. \quad (1.9)$$

Коэффициентом шума любого четырехполюсника называется число, показывающее, во сколько раз отношение сигнала к шуму на его входе больше такого же отношения на его выходе:

$$n_i = (P_C / P_{ш})_{ВХ} / (P_C / P_{ш})_{ВЫХ}. \quad (1.10)$$

Если коэффициент передачи четырехполюсника по мощности обозначить через K_{ni} , то мощность сигнала на выходе

$$P_{C.ВЫХ} = K_{ni}P_{C.ВХ}, \quad (1.11)$$

а мощность шумов

$$P_{Ш.ВЫХ} = K_{ni}(P_{Ш.ВХ} + P_{Ш.Ч}) = K_{ni}(kT\Delta f + P_{Ш.Ч}), \quad (1.12)$$

где $P_{Ш.Ч}$ – мощность флуктуационных шумов, появляющихся в четырех-полоснике, отнесенная к его входу.

Подставляя (1.11) и (1.12) в (1.10), получим

$$n_i = \frac{P_{С.ВХ} / kT\Delta f}{K_{ni}P_{С.ВХ} / K_{ni}(kT\Delta f + P_{Ш.Ч})} = 1 + \frac{P_{Ш.Ч}}{kT\Delta f}. \quad (1.13)$$

1.1.3. Шумы многокаскадного усилителя

Определим коэффициент шума усилителя (системы), состоящего из большого числа последовательно соединенных каскадов, каждый из которых характеризуется своими коэффициентами передачи K_{ni} и шума n_i (рис. 1.4).

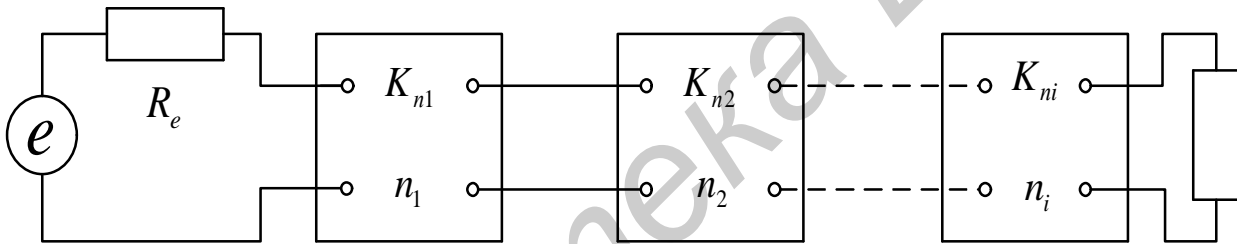


Рис. 1.4. Структурная схема многокаскадного усилителя

Для этого определим мощность сигнала и мощность шума на выходе второго каскада. Мощность шума на его входе будет равна $K_{n1}n_1kT\Delta f + (n_2 - 1)kT\Delta f$. Тогда мощность шумов на выходе $K_{n2}[K_{n1}n_1kT\Delta f + (n_2 - 1)kT\Delta f]$, а сигнал в той же точке будет равен $K_{n2}K_{n1}P_C$. Повторяя эти рассуждения, получим мощность шумов и сигнала на выходе третьего каскада и т. д., тогда для коэффициента шума системы получим

$$n = \frac{(P_C / P_{Ш})_{ВХ}}{(P_C / P_{Ш})_{ВЫХ}}.$$

Подставляя значения, получим

$$n = \frac{P_c / kT\Delta f}{K_{ni} \dots K_{n3} K_{n2} K_{n1} P_c \left(\dots K_{n3} \left\{ K_{n2} \left[K_{n1} n kT\Delta f + (n_2 - 1)kT\Delta f \right] + (n_3 - 1)kT\Delta f \right\} + \dots + (n_i - 1)kT\Delta f \right)}$$

или

$$n = n_1 + \frac{n_2 - 1}{K_{n1}} + \frac{n_3 - 1}{K_{n1} K_{n2}} + \dots + \frac{n_i - 1}{K_{n1} K_{n2} \dots K_{ni-1}}. \quad (1.14)$$

Формула (1.14) определяет коэффициент шума последовательно соединенных каскадов (четырёхполюсников).

Это означает, что коэффициент шума многокаскадного усилителя с большими значениями коэффициентов усиления каскадов ($K \gg 1$) определяется коэффициентом шума первого каскада.

1.1.4. Шумы пассивного четырёхполюсника

Предположим, что усилитель содержит три каскада (рис. 1.4), но один из каскадов (первый или второй) является пассивным четырёхполюсником и имеет значения коэффициента передачи $K_k = 0,1$, значения коэффициентов усиления остальных каскадов значительно больше 10. Рассмотрим два варианта.

В первом варианте выходной сигнал антенного устройства поступает на малошумящий усилитель, имеющий значение коэффициента передачи $K_{n1} = K_y = 100$, (рис. 1.4), затем на пассивный четырёхполюсник (например коаксиальный кабель) с коэффициентом передачи $K_{n2} = K_k$ и далее на усилитель 2, имеющий коэффициент передачи $K_{n3} = K_y$. Во втором варианте выходной сигнал антенного устройства сначала поступает на пассивный четырёхполюсник (коаксиальный кабель), а затем на усилители. Усилители и коаксиальный кабель имеют следующие параметры:

$K_y = 100$ – коэффициенты усиления усилителей;

$n = 2$ – коэффициент шума усилителей;

$K_k = 0,1$ – коэффициент передачи коаксиального кабеля;

$n_k = 1$ – коэффициент шума коаксиального кабеля.

Оба варианта имеют одинаковое значение коэффициентов передач:

$$K = K_k \cdot K_y \cdot K_y.$$

Однако значения коэффициента шума для рассматриваемых схем различны. Для первого варианта в соответствии с выражением (1.14) значение коэффициента шума равно

$$N_1 = n + (n_k - 1)/K_{МШУ} + (n - 1)/(K_{МШУ} \cdot K_k) = 2 + 4/10 = 2,4.$$

Для второго варианта

$$N_2 = n_k + (n - 1)/K_k + (n - 1)/(K_{МШУ} \cdot K_k) = 1 + 1/0,1 + 4/10 = 11,4.$$

Видно, что для обеспечения минимального значения коэффициента шума, приведенного ко входу антенного устройства, значение коэффициента передачи тракта антенна–МШУ должно стремиться к единице. Поэтому во всех радиоэлектронных устройствах малошумящий усилитель располагают непосредственно на выходе антенного устройства. Значение коэффициента усиления малошумящего усилителя выбирают на 10...20 дБ больше, чем потери в кабеле, по которому принимаемый $(n_k - 1)/K_{МШУ}$ сигнал поступает в приемное устройство. В приемнике спутникового телевидения МШУ расположен непосредственно на антенне, сигнал усиливается, преобразуется по частоте и поступает в коаксиальный кабель, имеющий значение коэффициента передачи ($K_k = 0,1 - 0,01$ или $K_k = -(10 - 20)$ дБ).

1.2. Линейные искажения в усилителях

Применение спектрально-эффективных методов кодирования требует обеспечения жестких требований к искажениям сигнала в канале связи. Рассмотрим влияние линейных искажений при передаче цифрового потока цифровой системой передачи, использующей формат 64 КАМ (рис. 1.5).

Линейные искажения обусловлены неравномерностью амплитудно-частотной характеристики тракта и отличием фазочастотной характеристики тракта от линейной.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики тракта определяются комплексным коэффициентом передачи $K(f) = |K(f) \exp(iv(f))|$, где $v(f)$ – зависимость фазы от частоты. Линейные искажения отсутствуют при $|K(f)| = \text{const}$ и $dv(v)/df = t_s = \text{const}$, где t_s – время задержки сигнала.

Предположим, что на вход цифровой системы передачи поступает случайный цифровой поток. На рис. 1.5 за единицу времени принят интервал, равный времени, отведенному на прием одного символа входного цифрового потока.

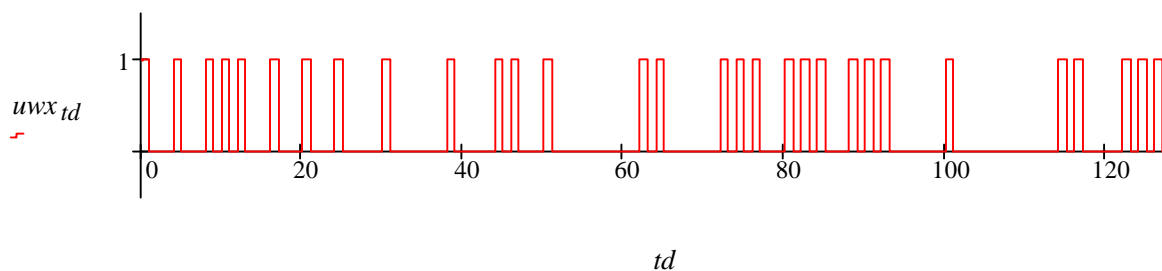


Рис. 1.5. Случайный входной цифровой поток

На рис. 1.6 приведена огибающая СВЧ-сигнала при передаче цифрового потока формата 64 КАМ. На рис. 1.7 показано изменение амплитуды и фазы СВЧ-сигнала в один из моментов изменения комплексной амплитуды СВЧ-сигнала, а также одновременное изменение амплитуды и фазы СВЧ-сигнала. Рассмотрим прохождение СВЧ-сигнала через усилитель с ограниченной полосой пропускания. Предположим, что АЧХ усилителя может быть представлена полосовым фильтром второго порядка (колебательный контур).

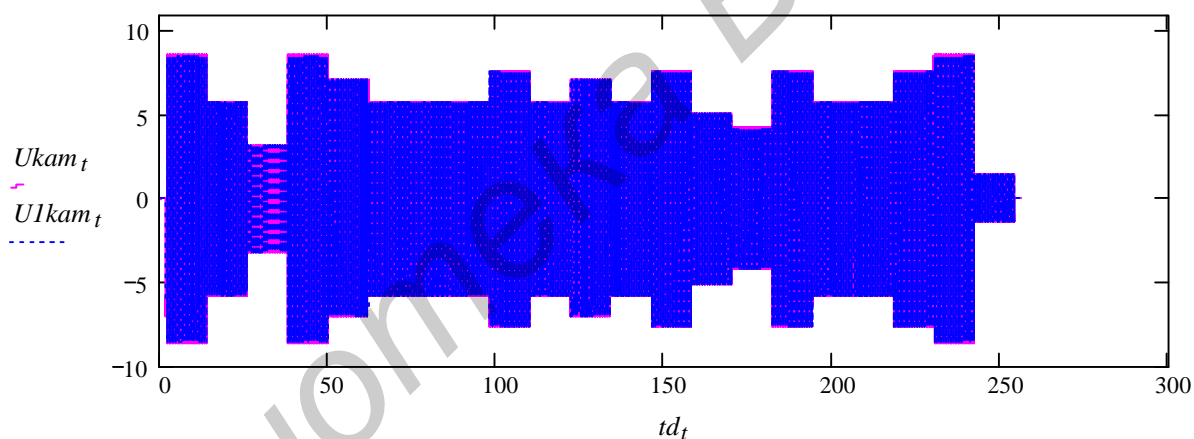


Рис. 1.6. Огибающая сигнала

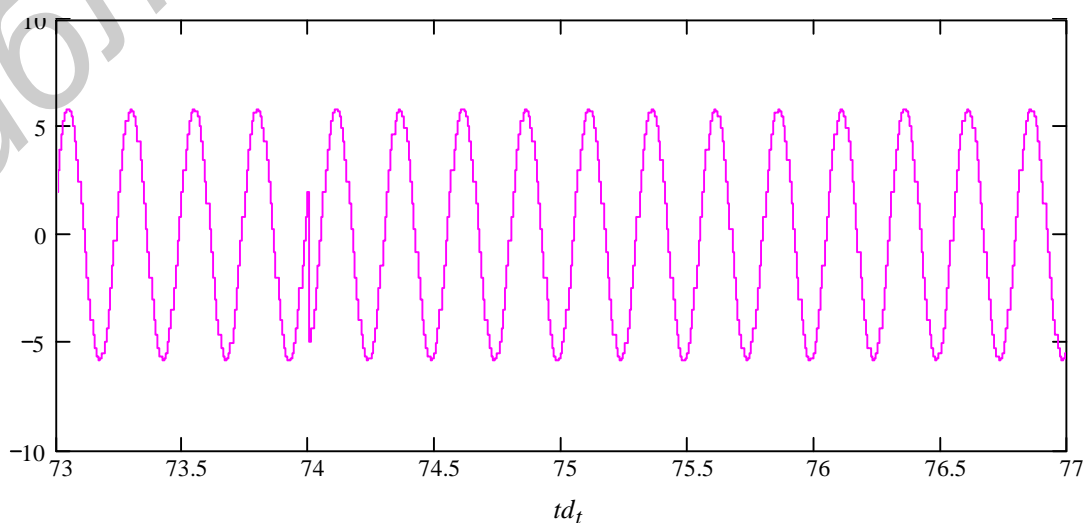


Рис. 1.7. Переходные процессы на выходе фильтра в момент

изменения амплитуды и фазы сигнала

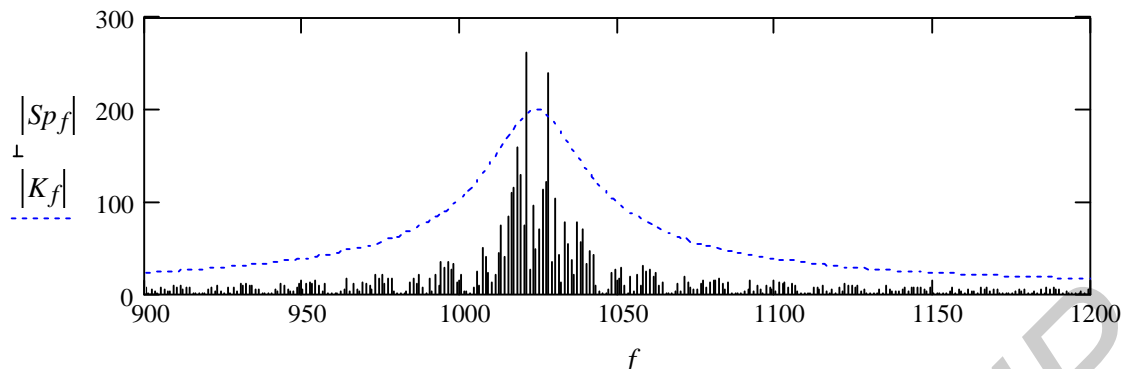


Рис. 1.8. Спектр сигнала и АЧХ фильтра:

..... – АЧХ фильтра

На рис. 1.8 показана АЧХ полосового фильтра и спектр сигнала формата 64 КАМ на его входе. На выходе тракта с ограниченной полосой пропускания возникают линейные искажения, что приводит к изменению огибающей СВЧ-сигнала (рис. 1.9). Изменение амплитуды и фазы сигнала на выходе устройства с ограниченной полосой пропускания происходит не скачком, а плавно (рис. 1.10).

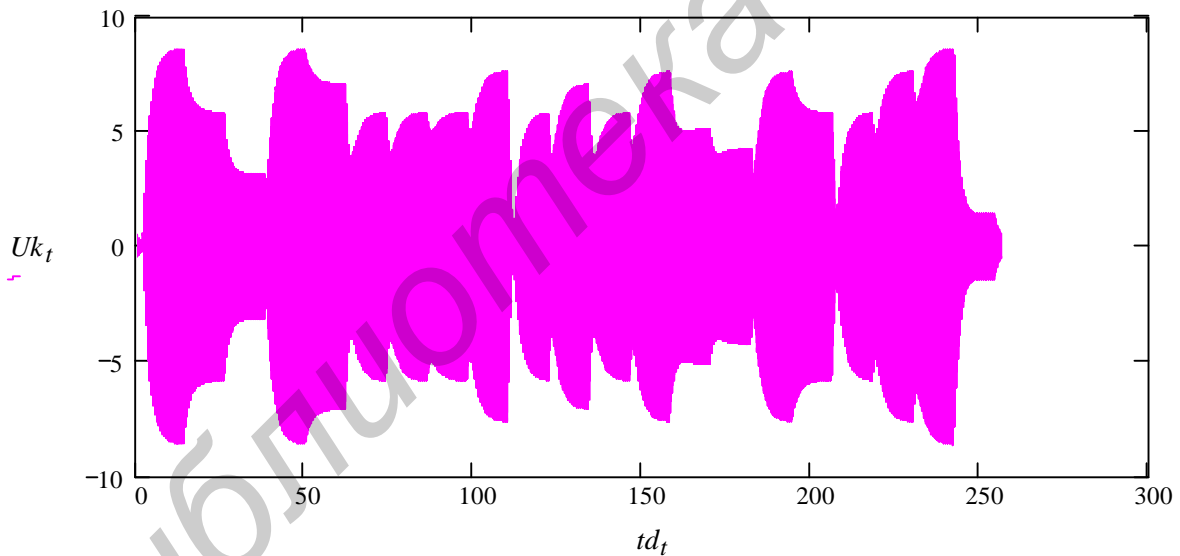


Рис. 1.9. Огибающая СВЧ-сигнала на выходе тракта с ограниченной полосой пропускания

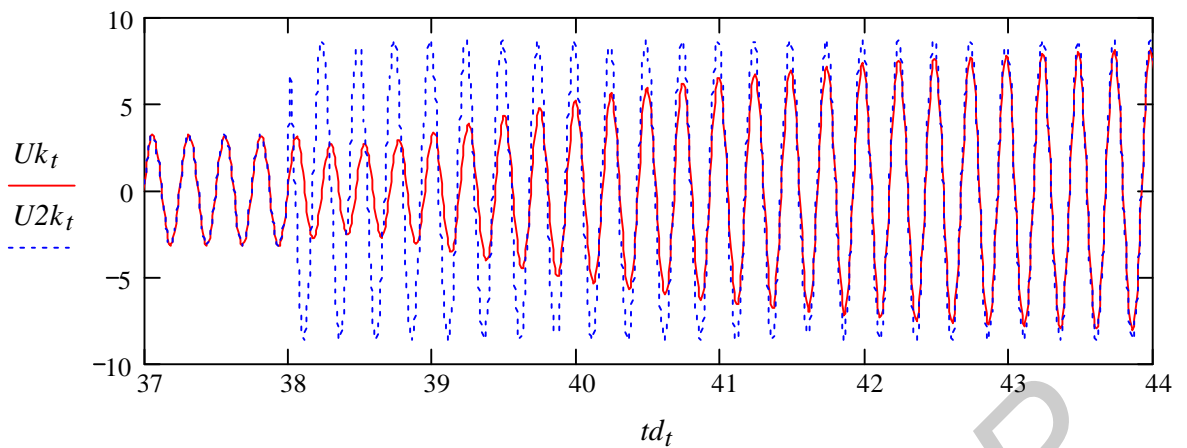


Рис. 1.10. Переходные процессы на выходе фильтра в момент изменения амплитуды и фазы сигнала:

- изменение амплитуды и фазы выходного сигнала при бесконечно большой полосе пропускания тракта;
- изменение амплитуды и фазы выходного сигнала при ограниченной полосе пропускания тракта

На рис. 1.11 показан восстановленный цифровой поток на выходе модулятора. Большой амплитудой показан восстановленный поток, малой амплитудой – исходный входной поток. Из рис. 1.11 видно, что при такой АЧХ устройства цифровой поток восстановлен без ошибок.

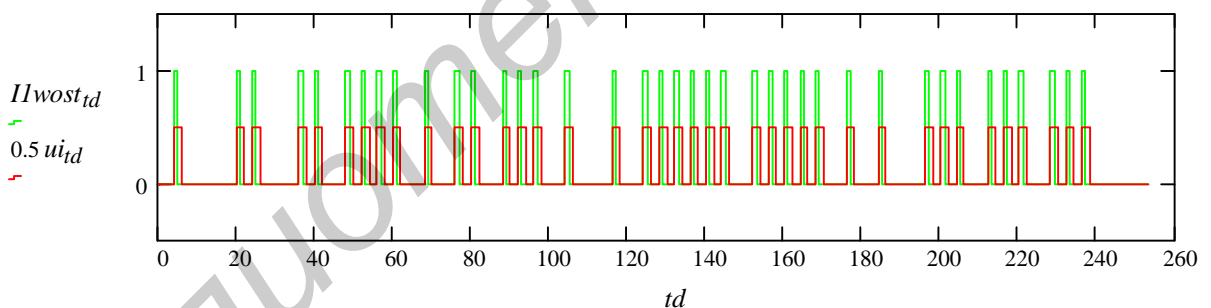


Рис. 1.11. Восстановленный цифровой поток при прохождении сигнала формата 64 КАМ через полосовой фильтр с АЧХ, приведенной на рис. 1.8

На рис.1.12 показан спектр сигнала и АЧХ тракта, имеющего меньшую полосу пропускания по сравнению с АЧХ, приведенной на рис. 1.8.

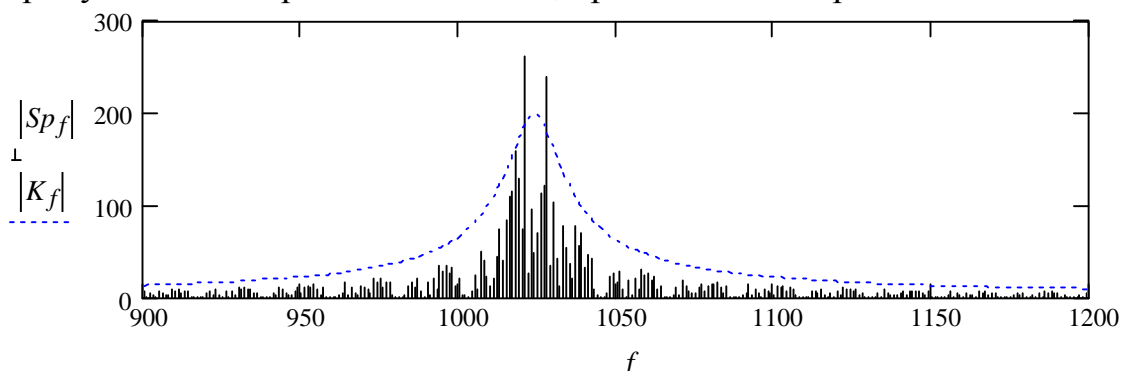


Рис. 1.12. Спектр сигнала и АЧХ тракта

На рис. 1.13 показана огибающая СВЧ-сигнала на выходе тракта. Сравнение рис. 1.10 и 1.12 с рис. 1.8, 1.9, 1.13 показывает, что линейные искажения увеличились. На рис. 1.14 показан восстановленный цифровой поток на выходе тракта с АЧХ, показанной на рис. 1.12. Из рис. 1.14 видно, что наличие линейных искажений привело к возникновению ошибок при восстановлении цифрового потока.

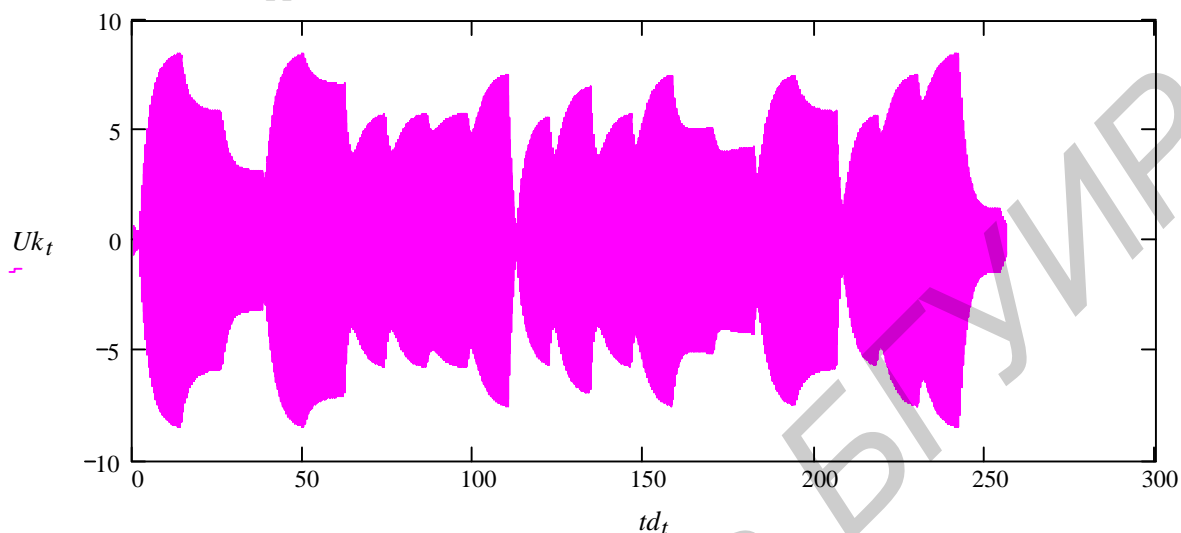


Рис. 1.13. Огибающая СВЧ-сигнала на выходе тракта с полосой пропускания, показанной на рис. 1.12

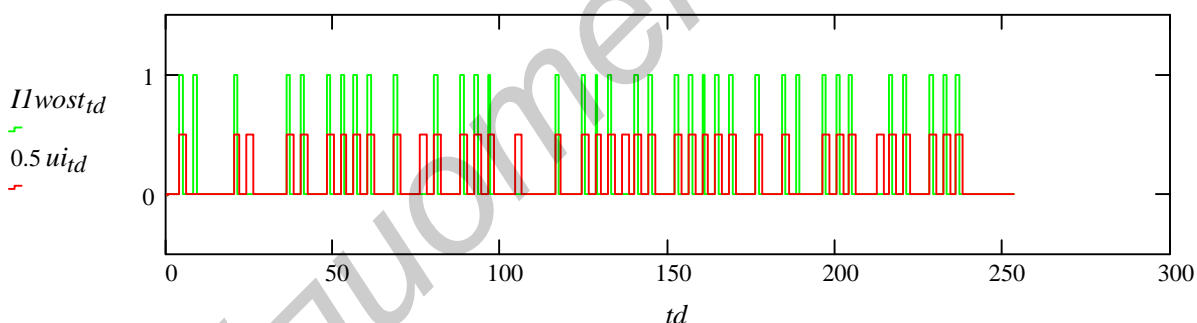


Рис. 1.14. Восстановленный цифровой поток при прохождении сигнала формата 64 КАМ через тракт с АЧХ, приведенной на рис. 1.12

В СВЧ-цепях отсутствует однозначная зависимость между АЧХ и ФЧХ. Рассмотрим тракт, АЧХ которого равномерна во всей полосе частот, а фазочастотная характеристика нелинейная (квадратичная парабола) (рис. 1.15). Такой ФЧХ соответствует линейная зависимость времени групповой задержки сигнала от частоты (рис. 1.16).

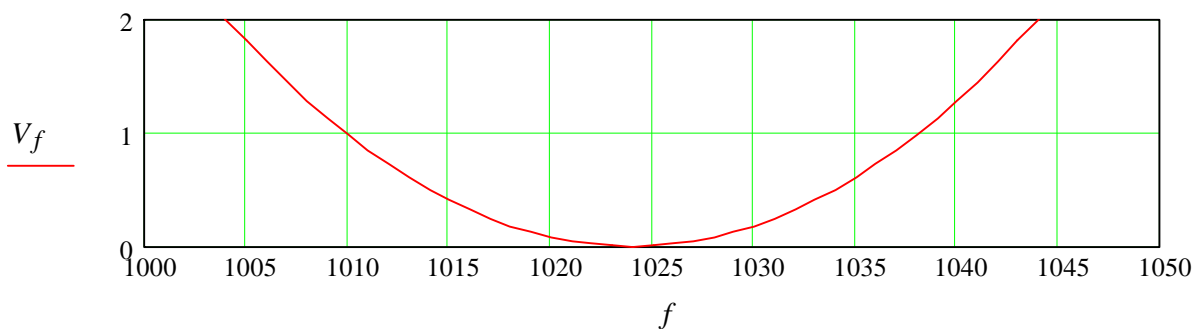


Рис. 1.15. ФЧХ тракта

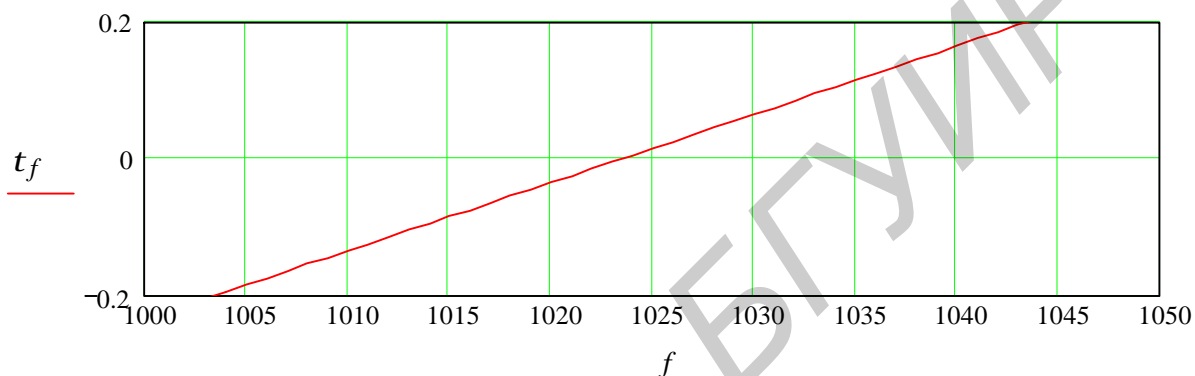


Рис. 1.16. Зависимость времени групповой задержки сигнала от частоты

На рис. 1.17 показана зависимость огибающей СВЧ-сигнала на выходе тракта с равномерной АЧХ и нелинейной ФЧХ. Видно, что, несмотря на идеальную АЧХ, нелинейность ФЧХ может привести к значительному искажению огибающей СВЧ-сигнала. Это обусловлено различным временем задержки спектральных составляющих СВЧ-сигнала в тракте. Чем выше разность значений времени задержки в полосе пропускания тракта (неравномерность времени групповой задержки), тем больше уровень линейных искажений. Поэтому одним из важнейших параметров канала связи является неравномерность группового времени задержки сигнала в тракте. Искажение комплексной огибающей приводит к возникновению ошибок при восстановлении сигнала (рис. 1.18). Количество неправильно принятых символов равно 16.

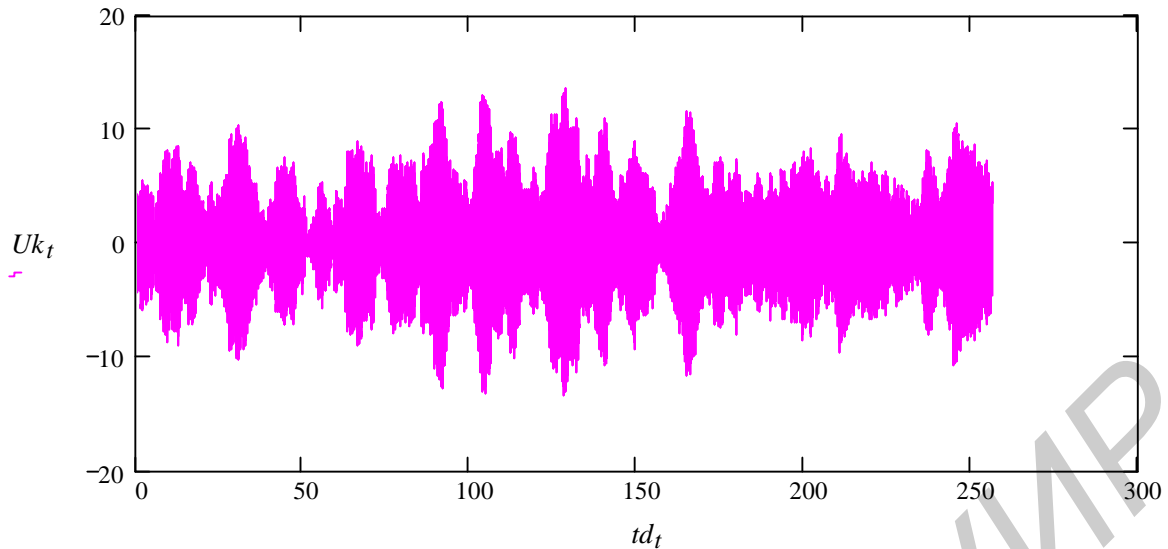


Рис. 1.17. Огибающая СВЧ-сигнала на выходе тракта с нелинейной ФЧХ и равномерной (идеальной) АЧХ

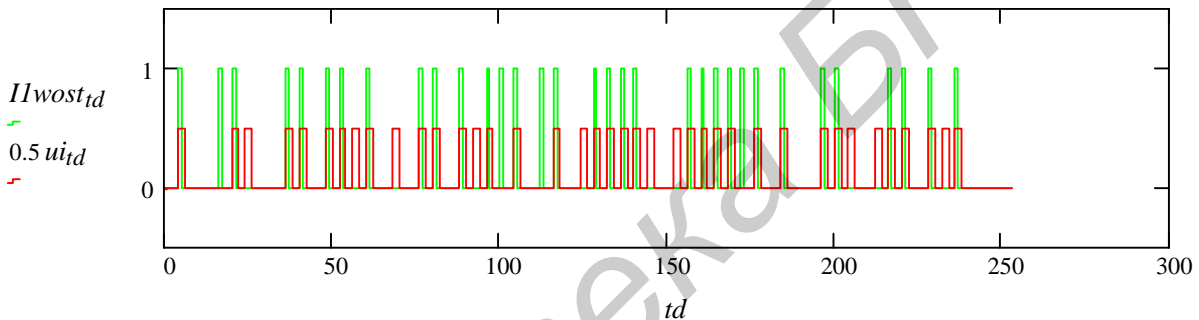


Рис. 1.18. Восстановленный цифровой поток при прохождении сигнала формата 64 КАМ через тракт с нелинейной ФЧХ и равномерной АЧХ

Параметры канала связи зависят не только от величины неравномерности времени групповой задержки сигнала, но и от зависимости времени групповой задержки от частоты. Для рис. 1.16 эта зависимость линейна. На рис. 1.19 приведена ФЧХ тракта, при которой значение неравномерности времени групповой задержки такое же, как для рис. 1.16, но она имеет параболическую зависимость от частоты (рис. 1.20).

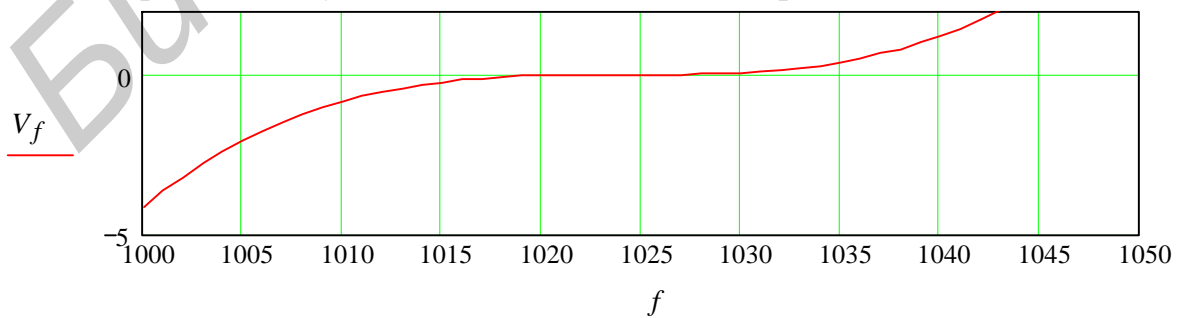


Рис. 1.19. ФЧХ тракта

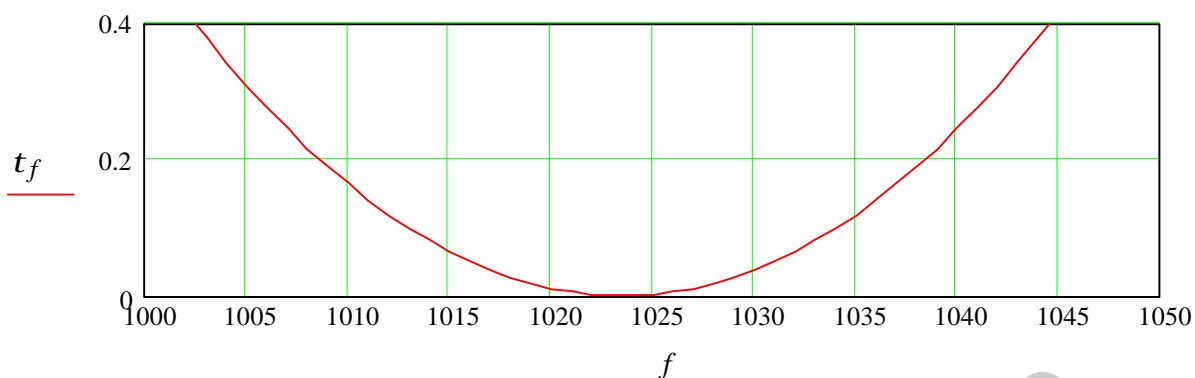


Рис. 1.20. Параболическая зависимость времени групповой задержки сигнала от частоты

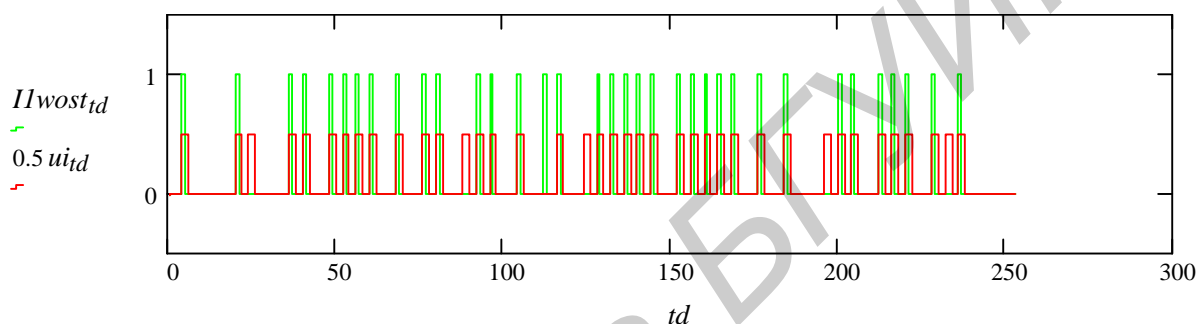


Рис. 1.21. Восстановленный цифровой поток при прохождении сигнала формата 64 КАМ через тракт с параболической зависимостью времени групповой задержки сигнала от частоты и равномерной АЧХ

Сравнение рис. 1.18 и рис. 1.21 показывает, что, несмотря на одинаковое значение неравномерности времени групповой задержки сигнала, количество неправильно принятых символов при параболической зависимости времени групповой задержки от частоты значительно меньше, чем при линейной (16 неправильно принятых символов на рис. 1.18 и 9 на рис. 1.21). Поэтому при определении допустимых значений линейных искажений необходимо учитывать не только неравномерность АЧХ и времени групповой задержки, но и частотную зависимость линейных искажений.

1.3. Определение допустимых значений линейных искажений

Для оценки влияния линейных искажений используются рекомендации, позволяющие определить, на сколько децибел можно уменьшить отношение сигнал/шум при отсутствии линейных искажений, чтобы вероятность возникновения ошибки в канале не изменилась.

Для этого идентифицируют линейные наклонные и параболические (амплитуда и групповая задержка) искажения. Они могут быть традиционно определены в полосе (полосе пропускания) Найквиста путем оценки

изменения усиления при полном размахе в децибелах или групповой задержки, приведенной к длительности символа.

В табл. 1.1–1.4 указана чувствительность в этом отношении для различных форматов модуляции для конкретного случая при спаде частотной характеристики 0,5.

Таблица 1.1

Ухудшение отношения сигнал/помеха из-за линейного наклонного искажения амплитуды

Искажение при полном размахе, * дБ	4 КАМ, дБ	16 КАМ, дБ	64 КАМ, дБ
1	0,05	0,1	0,55
2	0,1	0,6	2,5
3	0,25	1,2	5,7
4	0,4	2,3	–

Таблица 1.2

Ухудшение отношения сигнал/помеха из-за параболического искажения амплитуды

Искажение при полном размахе, * дБ	4 КАМ, дБ	16 КАМ, дБ	64 КАМ, дБ
0,5	0,15	0,35	0,75
1,0	0,4	0,95	2,8
1,5	0,7	1,7	–
2,0	1,1	2,7	–

* В полосе частот $\pm f/2$.

Таблица 1.3

Ухудшение отношения сигнал/помеха из-за линейного
наклонного искажения групповой задержки

Искажение при полном размахе (длительности символа, %)*	4 КАМ, дБ	16 КАМ, дБ	64 КАМ, дБ
10	0,1	0,3	1,1
20	0,3	1,0	4,5
30	0,5	2,5	–
40	0,85	4,2	–

(1) В полосе частот $\pm f/2$

Таблица 1.4

Ухудшение отношения сигнал/помеха из-за параболического
искажения группового времени задержки

Искажение при полном размахе (длительности символа, %)*	4 КАМ, дБ	16 КАМ, дБ	64 КАМ, дБ
20	0,1	0,3	1,2
40	0,2	1,3	5,0
60	0,5	2,6	–
80	0,8	4,2	–

* В полосе частот $\pm f/2$.

Аналогичные таблицы приводятся для различных видов модуляции.

1.4. Нелинейные искажения

1.4.1. Амплитудно-фазовая конверсия в устройствах СВЧ

Современные спектрально-эффективные виды модуляции требуют обеспечения малого уровня как линейных, так и нелинейных искажений в тракте передачи. Основными источниками нелинейных искажений являются СВЧ-усилители мощности, смесители, модуляторы.

Характерной особенностью устройств СВЧ является то, что в СВЧ-диапазоне амплитудная нелинейность всегда сопровождается амплитудно-фазовой конверсией (АФК). АФК обусловлена зависимостью фазы выходного сигнала от амплитуды входного сигнала устройства (фазово-амплитудной характеристикой $V(u)$).

На рис. 1.22 представлена типичная амплитудная характеристика усилителя.

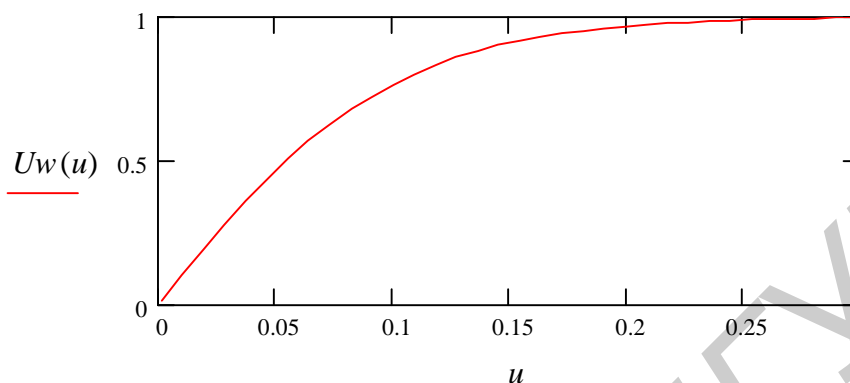


Рис. 1.22. Амплитудная характеристика усилителя

Она всегда нелинейна и может быть аппроксимирована следующим выражением:

$$U_w(u) = b_1 u + b_2 u^2 + b_3 u^3, \quad (1.15)$$

где u — амплитуда входного сигнала;

$U_w(u)$ — амплитуда выходного сигнала;

b_1, b_2, b_3 — коэффициенты степенного полинома амплитудной характеристики усилителя.

Предположим, что на входе тракта действует синусоидальное напряжение с нормированной амплитудой 1.

$$u = \sin(\omega t);$$

$$v(u) = 0;$$

$$U_w(u) = b_1 u + b_2 u^2 + b_3 u^3;$$

$$\begin{aligned} U_w(u) &= b_1 \sin(\omega t) + b_2 \sin^2(\omega t) + b_3 \sin^3(\omega t) = \\ &= b_1 \sin(\omega t) + 0,5b_2(1 - \cos(2\omega t)) + 0,5b_3(1 - \cos(2\omega t))\sin(\omega t) = \\ &= b_1 \sin(\omega t) + 0,5b_2(1 - \cos(2\omega t)) + 0,5b_3 \sin(\omega t) + 0,25 \sin(3\omega t). \end{aligned}$$

Из приведенных тригонометрических преобразований видно, что в спектре выходного сигнала кроме частоты входного сигнала ω присутствуют ее гармоники $2\omega, 3\omega$. Если зависимость амплитуды выходного сигнала описывается полиномом более высокой степени (содержит слагаемые $b_4 u^4, b_5 u^5$ и т.д.), то в спектре выходного сигнала будут присутствовать все гармоники частоты $\omega = n\omega$, где $n = 0 \dots \infty$.

В СВЧ-диапазоне практически всегда имеет место АФК. При наличии АФК коэффициенты степенного полинома (1.15) имеют комплексные значения, т.е. в СВЧ-диапазоне работают с комплексной амплитудной характеристикой (КАХ). В общем случае амплитудные характеристики всех устройств во всех диапазонах частот являются комплексными. Однако на низких частотах зависимость фазы выходного сигнала от амплитуды входного сигнала незначительна, мнимая часть КАХ мала и ею пренебрегают. Наличие амплитудно-фазовой конверсии приводит к тому, что нелинейные искажения возможны при линейной амплитудной характеристике.

Предположим, что амплитудная $Uw(u)$ и фазово-амплитудная характеристики тракта $V(u)$ линейны:

$$Uw(u) = b_1 u;$$

$$V(u) = c_1 u.$$

Наличие фазоамплитудной характеристики приводит к изменению фазы выходного сигнала при изменении амплитуды сигнала на входе. На рис. 1.23 показана линейная амплитудная и линейная фазоамплитудная характеристики. Комплексная амплитудная характеристика может быть записана в следующем виде:

$$\begin{aligned} Uw(u) &= |Uw(u)| \exp(iV(u)) = |Uw(u)| [\cos(V(u)) + i \cdot \sin(V(u))] = \\ &= \operatorname{Re}(Uw(u)) + i \cdot \operatorname{Im}(Uw(u)). \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned} |Uw(u)| &= \left[(\operatorname{Re}(Uw(u)))^2 + (\operatorname{Im}(Uw(u)))^2 \right]^{0,5}, \\ V(u) &= \operatorname{arctg} [\operatorname{Im}(Uw(u)) / \operatorname{Re}(Uw(u))]. \end{aligned}$$

На рис. 1.24 приведены зависимости действительной и мнимой частей КАХ от амплитуды входного сигнала. Из рис. 1.24 видно, что наличие АФК приводит к тому, что при линейной амплитудной характеристике зависимости $\operatorname{Re}(Uw(u))$ и $\operatorname{Im}(Uw(u))$ нелинейны. Для отсутствия нелинейных искажений необходимо, чтобы амплитудные характеристики действительной и мнимой частей были линейны, поэтому устройство, имеющее линейную амплитудную характеристику и АФК всегда нелинейно. При наличии АФК комплексные амплитуды продуктов нелинейных искажений рассчитываются отдельно для мнимой и действительной частей КАХ, а затем определяются модуль и фаза комплексных амплитуд полезного сигнала и продуктов нелинейных искажений.

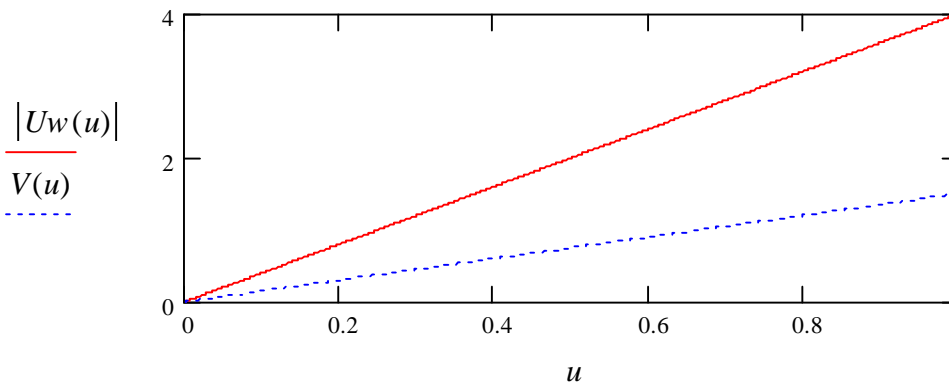


Рис. 1.23. Амплитудная (сплошная линия) и фазово-амплитудная (штриховая линия) характеристики усилителя

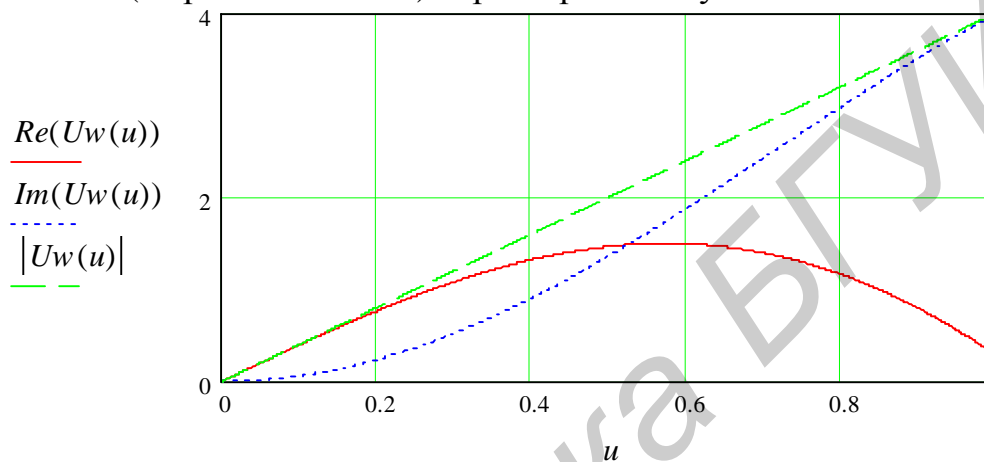


Рис. 1.24. Модуль, мнимая и действительная части КАХ:

- зависимость действительной части КАХ от амплитуды входного сигнала;
- зависимость мнимой части КАХ от амплитуды входного сигнала;
- · · · · зависимость модуля КАХ от амплитуды входного сигнала

Рассмотрим возникновение интермодуляционных искажений в усилителях с АФК. Интермодуляция – это возникновение продуктов нелинейных искажений на выходе нелинейного устройства при действии на его входе двух и более сигналов. При наличии АФК коэффициенты степенного полинома (1.15) – комплексные числа.

В целях упрощения анализа считаем, что входные сигналы могут быть представлены в виде суммы двух немодулированных колебаний: $u = u_1 + u_2 = U_1 \cos(w_1 t) + U_2 \cos(w_2 t)$. Подставим значение u в полином, чтобы выделить из него составляющие выходного тока в виде интермодуляции 2-го порядка:

$$U_{2\text{ИНТ}} = b_2 U_1 U_2 \cos(w_1 \pm w_2) t, \quad (1.16)$$

и 3-го порядка:

$$\begin{aligned} U_{3\text{ИНТ}} &= b_3 U_1^2 U_2 \cos(2w_1 - w_2) t; \\ U_{3\text{ИНТ}} &= b_3 U_1 U_2^2 \cos(2w_2 - w_1) t. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Значения коэффициентов b_2 и b_3 в выражениях (1.16), (1.17) – комплексные числа: $b_2 = \text{Re}(b_2) + i \cdot \text{Im}(b_2)$.

В радиоприемных устройствах интермодуляционные составляющие 2-го порядка ($w_1 \pm w_2$) имеют частоты, которые значительно отличаются от частоты настройки приемника и ослабляются избирательными цепями ВЧ-тракта приемника. Однако в широкополосном входном усилителе они могут проявляться как помехи. Интермодуляционные составляющие 3-го порядка ($2w_1 - w_2$) и ($2w_2 - w_1$) имеют частоты, близкие к частоте настройки приемника, и могут не ослабляться цепями ВЧ-тракта. Если же частоты этих составляющих соответствуют частоте настройки w_0 приемника, т.е.

$$2w_1 - w_2 = w_0 \text{ или } 2w_2 - w_1 = w_0,$$

то интермодуляционная помеха оказывается непосредственно в полосе пропускания приемника, и от нее отстроиться невозможно.

Предположим, что на вход приемного устройства поступает три частоты: $f_1 = 930$ МГц, $f_2 = 940$ МГц, $f_3 = 950$ МГц (рис. 1.25). Необходимо принять сигнал частотой $f_3 = 950$ МГц. Предположим, что на входе приемного устройства установлен колебательный контур с добротностью 100 (АЧХ контура – кривая $K(f)$ на рис. 1.25). Как видно из рис. 1.25, колебательный контур всего лишь незначительно ослабит сигналы помех с частотами 930 и 940 МГц, и они поступят на усилитель. Передаточная характеристика усилителя всегда нелинейная. Поэтому на выходе усилителя возникнут колебания $mf_1 \pm nf_2$. При $m=2$ и $n=1$ частота интермодуляционного колебания равна частоте принимаемого сигнала и в дальнейшем не может быть ослаблена частотными фильтрами.

На рис. 1.26 показан спектр входного сигнала устройства с линейной фазово-амплитудной характеристикой и фазово-амплитудной характеристикой, соответствующей рис. 1.23, при подаче на вход усилителя двух сигналов различных частот и равных амплитуд. На рис. 1.27 представлен спектр выходного сигнала. Из рис. 1.27 видно, что, несмотря на линейность амплитудной характеристики, наличие АФК приводит к возникновению интермодуляционных колебаний и расширению спектра выходного сигнала.

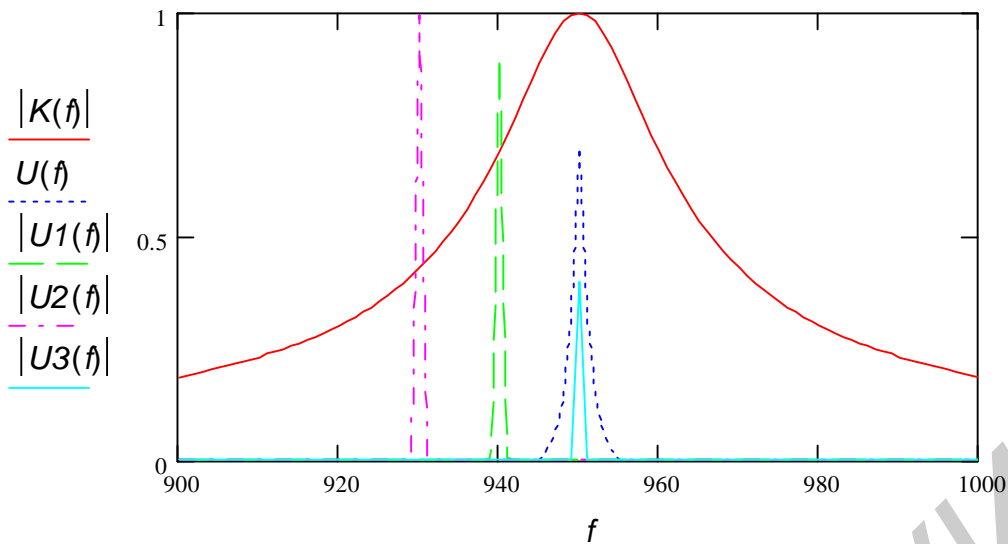


Рис. 1.25. Спектры сигналов на входе приемного устройства при нелинейной КАХ:

$K(f)$ – АЧХ входной цепи радиоприемного устройства;
 $U1(f)$, $U2(f)$ – сигналы на входе РПрУ, частоты которых отличаются от частоты принимаемого сигнала;
 $U3(f)$ – принимаемый сигнал;
 $U(f)$ – интермодуляционное колебание

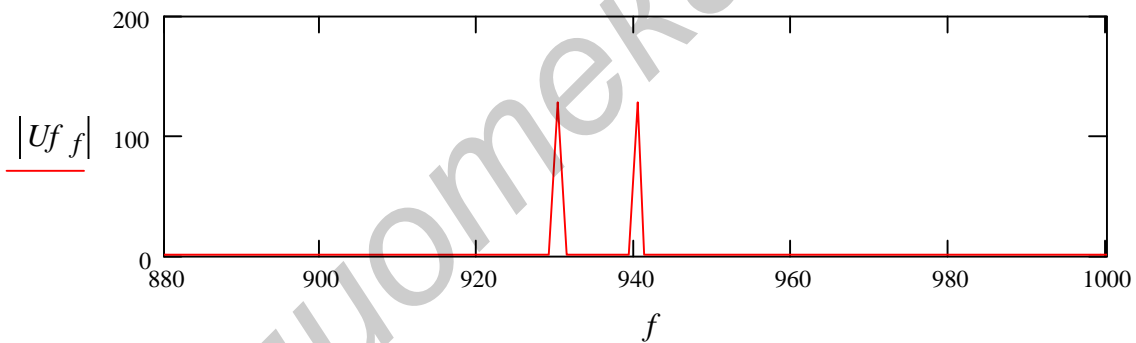


Рис. 1.26. Спектр входного сигнала устройства с АФК и линейной амплитудной характеристикой

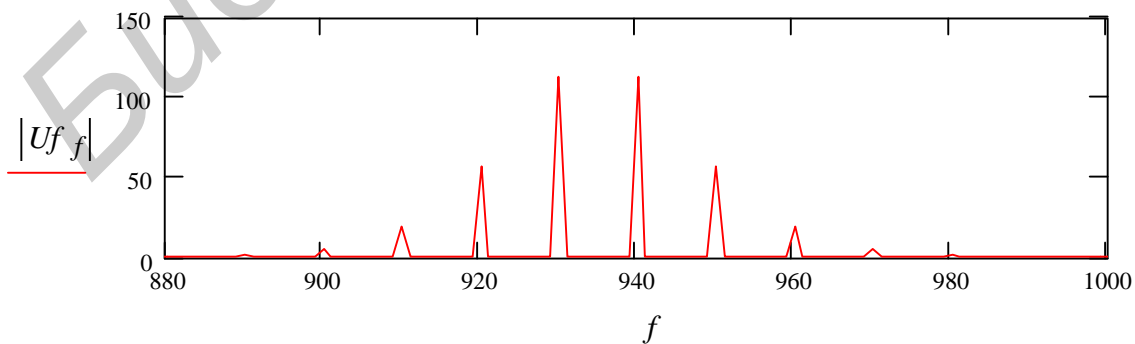


Рис. 1.27. Спектр выходного сигнала устройства с АФК и линейной амплитудной характеристикой

Учитывая, что мощность интермодуляционных колебаний определяется как амплитудной нелинейностью характеристик усилителя, так и АФК, уровень мощности интермодуляционных колебаний может являться одним из критериев оценки нелинейных свойств усилителя.

1.4.2. Влияние нелинейных искажений на работу цифровых систем передачи

Для устройств СВЧ рассмотрим влияние АФК на возникновение ошибок в канале связи при использовании формата 64 КАМ. На рис. 1.28 приведен случайный входной цифровой поток. За единицу времени поступает один символ. Зависимости квадратурных составляющих входных сигналов модулятора I и Q для заданного входного цифрового потока приведены на рис. 1.29. Единица времени соответствует времени передачи одного символа входного цифрового потока.

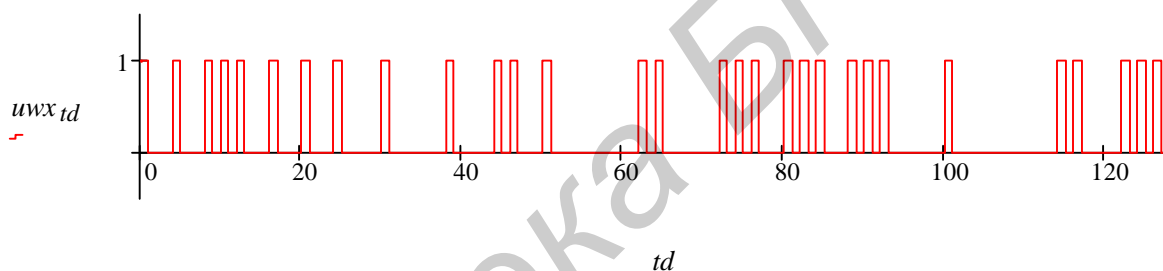
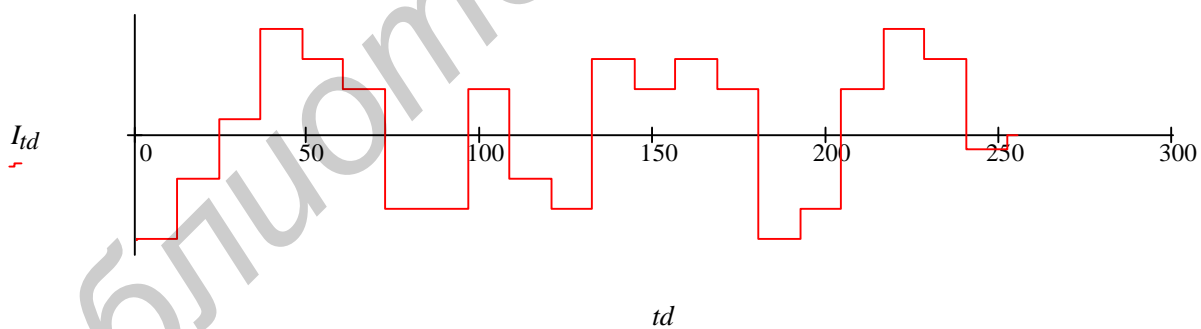
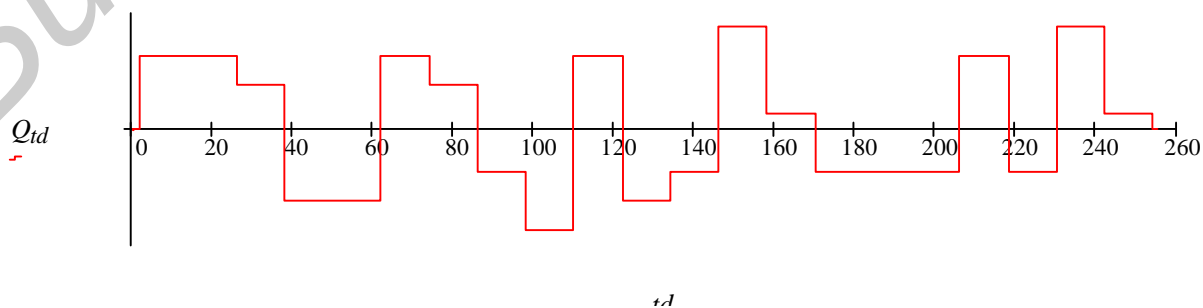


Рис. 1.28. Входной цифровой поток



а



б

Рис. 1.29. Изменение квадратурных составляющих входного сигнала формата 64 КАМ

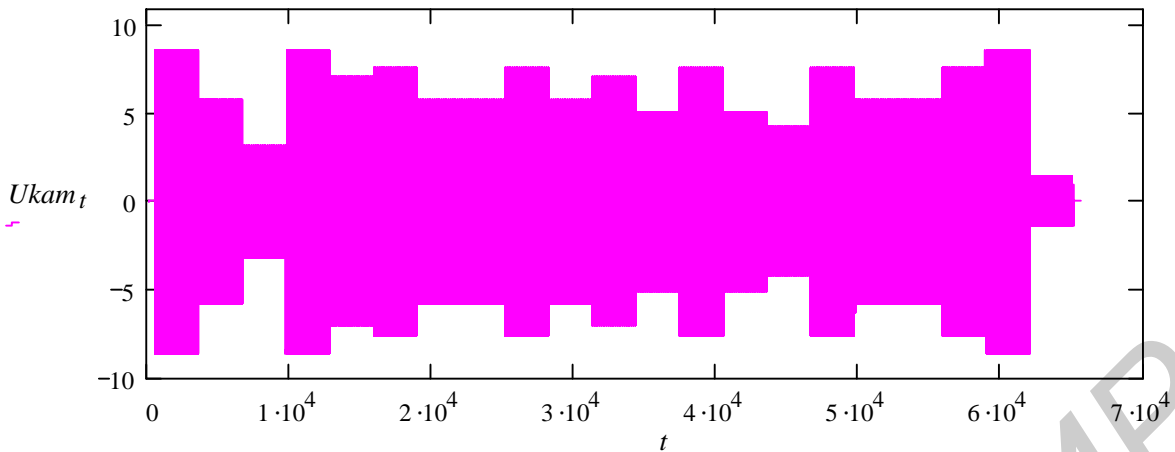


Рис. 1.30. Огибающая сигнала на входе устройства с АФК

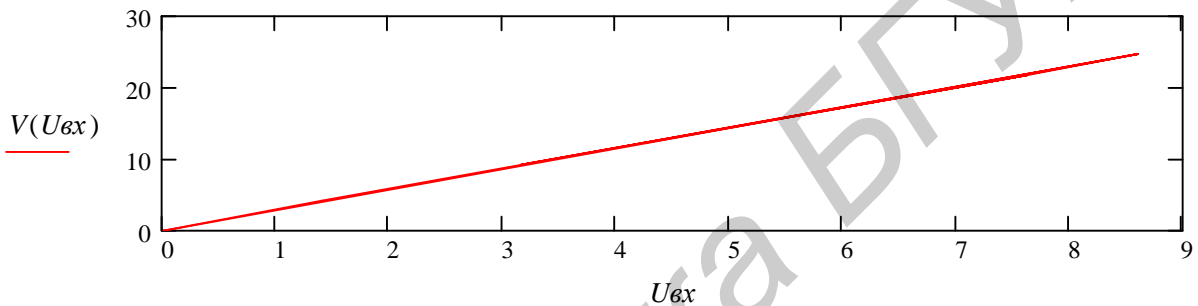


Рис. 1.31. Фазово-амплитудная характеристика тракта

На рис. 1.30 показана временная зависимость огибающей сигнала формата 64 КАМ на входе устройства с АФК. Предположим, что амплитудная характеристика устройства линейна, а фазово-амплитудная характеристика имеет вид, показанный на рис. 1.31. Квадратурные составляющие сигнала на выходе устройства будут равны

$$U_i(u) = u(t) \cdot \cos[V(t) + V(u(t))];$$

$$U_q(u) = u(t) \cdot \sin[V(t) + V(u(t))],$$

где $V(u(t))$ – дополнительный фазовый сдвиг, обусловленный АФК;
 $u(t)$ – амплитуда входного сигнала.

Из выражения видно, что модуль амплитуды огибающей выходного сигнала не изменяется (рис. 1.32), изменяются только квадратурные составляющие (рис. 1.33), что приводит к погрешности изменения фазы сигнала на выходе устройства с АФК (рис. 1.34).

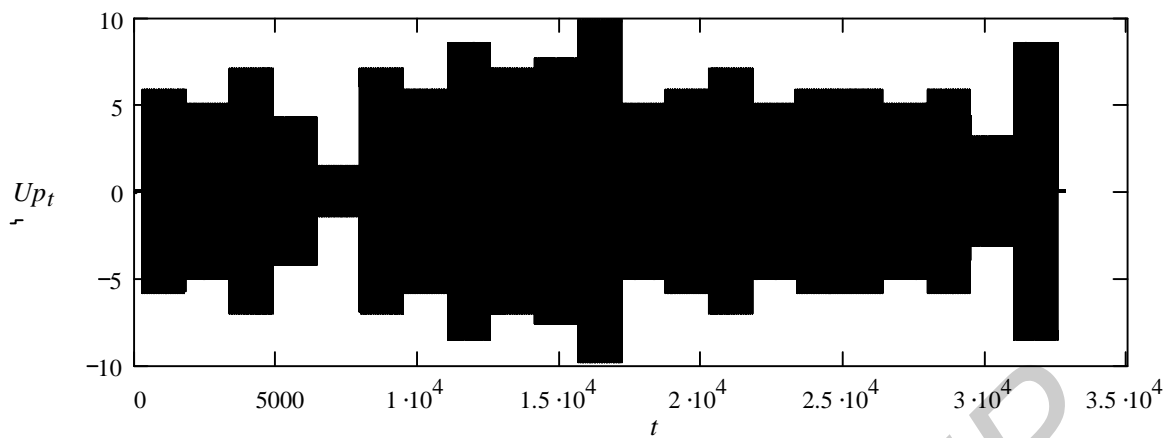
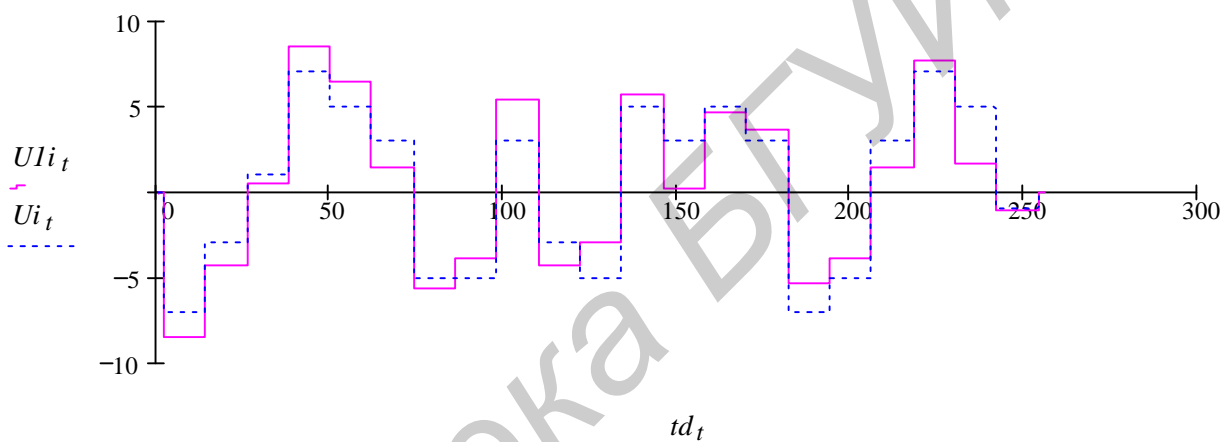
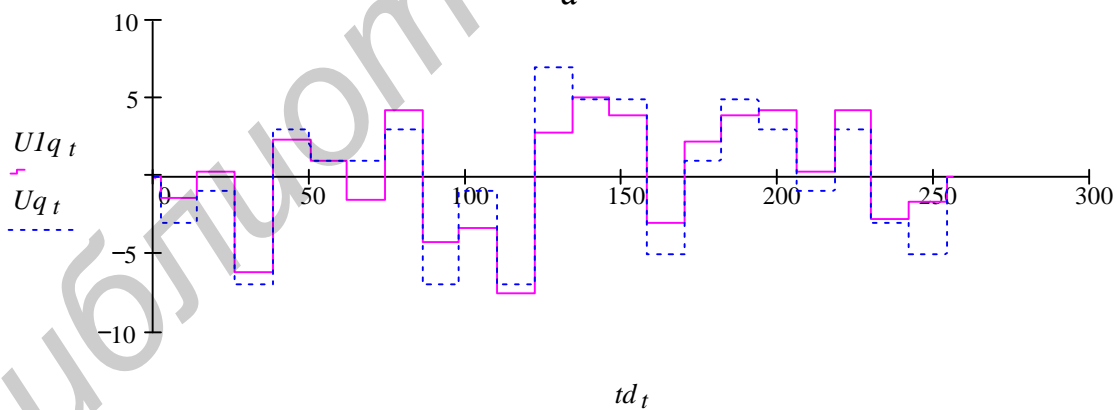


Рис. 1.32. Огибающая сигнала на выходе устройства с АФК



а



б

Рис. 1.33. Временные зависимости квадратурных составляющих входного и выходного сигналов на входе и выходе устройства с АФК:

- входной сигнал;
- выходной сигнал

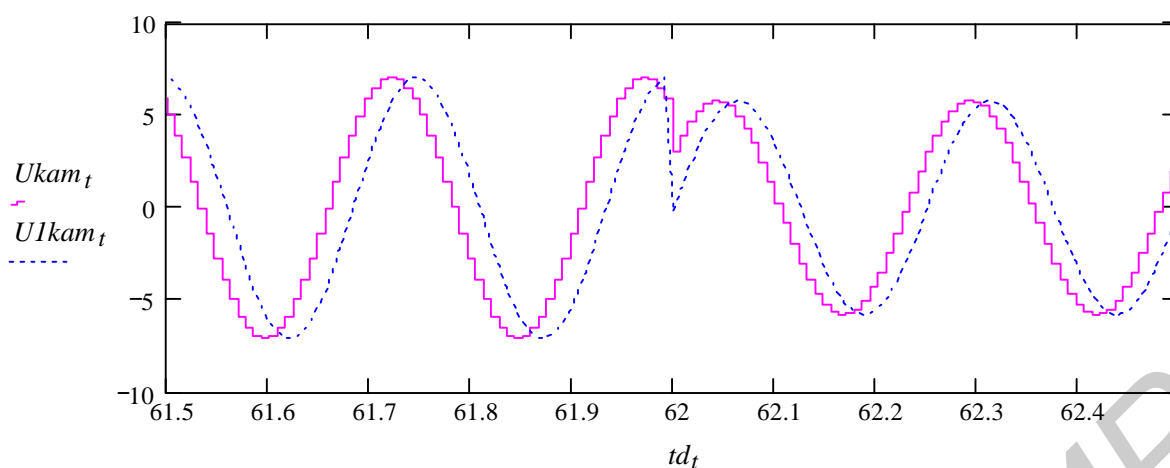


Рис. 1.34. Изменение фазы выходного сигнала при изменении амплитуды входного сигнала

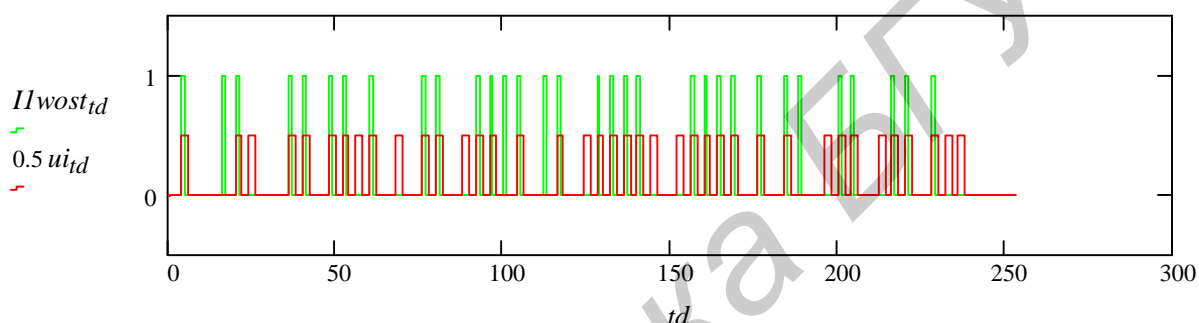


Рис. 1.35. Восстановленный цифровой поток при прохождении сигнала формата 64 КАМ через тракт с АФК

На рис. 1.35 приведены входной и восстановленный выходной цифровой поток на выходе устройства с АФК. Видно, что наличие АФК приводит к возникновению ошибок.

1.5. Основные параметры устройств, характеризующих нелинейные искажения

Типовые амплитудные характеристики усилителя приведены на рис. 1.36. В соответствии с теоремой Шеннона–Хартли для увеличения пропускной способности канала связи необходимо увеличивать отношение сигнал/шум. Минимальное значение мощности шума определяется выражением (1.2). Увеличение мощности сигнала на входе приемного устройства возможно путем увеличения мощности радиопередающего устройства. Однако из рис. 1.36 видно, что при увеличении мощности сигнала на выходе усилителя быстро растут нелинейные искажения; это недопустимо при использовании спектрально-эффективных методов модуляции.

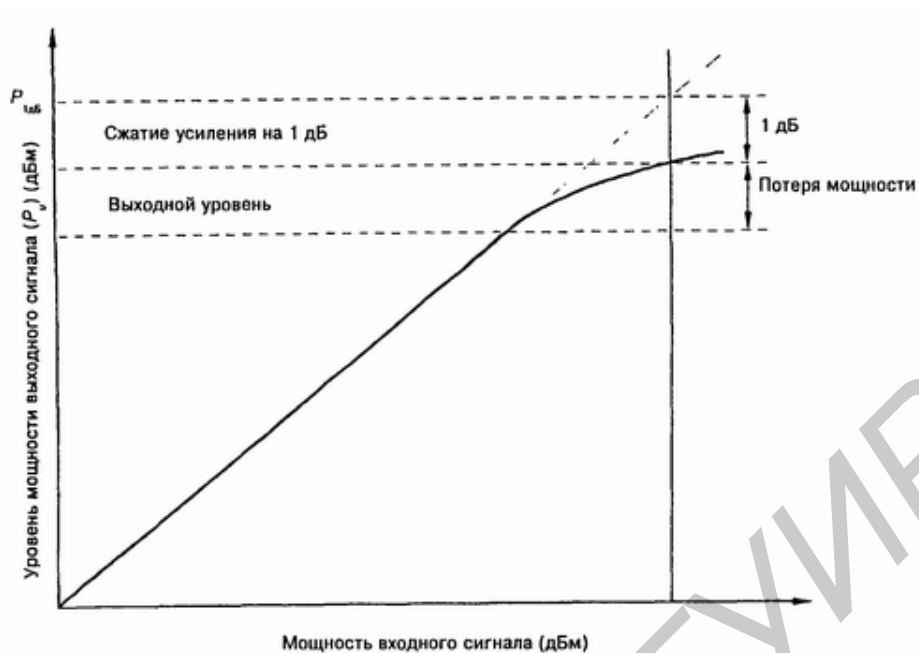


Рис. 1.36. Амплитудная характеристика усилителя

Мощные транзисторы могут характеризоваться параметром (P_{1dB}), который соответствует минимальной выходной мощности, при которой снижение (сжатие) усиления каскада составляет 1 дБ (P_{1dB}). Следовательно, точка передаточной функции выбирается вблизи участка насыщения, когда устройство начинает терять линейность.

Чтобы гарантировать подходящую величину линейности и уменьшить искажения даже в присутствии пиков амплитуды модулированного сигнала, необходимо еще более уменьшить значение мощности выходного сигнала до величины P_p ($P_p < P_{1dB}$). Разница между этими двумя значениями обычно называется «потерей мощности» усилителя.

В табл. 1.5 для различных схем модуляции указана типичная потеря мощности на уровне P_{1dB} наряду с типичными коэффициентами спада частотной характеристики.

Наличие интермодуляционных искажений при использовании спектрально эффективных методов модуляции порождает на частоте полезного сигнала спектр интермодуляции с полосой, утроенной по сравнению с полосой первоначального сигнала. Это расширение спектра, как показано на рис. 1.37, может вызвать помехи в соседних каналах.

Для оценки интермодуляционных искажений в усилителях используется характеристика нелинейности усилителя (в случае, когда на вход подаются два тестовых сигнала равного уровня), которая представлена на рис. 1.38.

Таблица 1.5

Типичные значения потери мощности в зависимости
от схемы модуляции

Схемы модуляции	Типичная потеря мощности, дБ
ЧМ _н /MSK	0
4-ФМ _н	-2
8-ФМ _н	-4
16-КАМ	-7
64-КАМ	-11
128-ТСМ	
256-КАМ	-13
512-ТСМ	
9-QPR	-5
49-QPR	-6

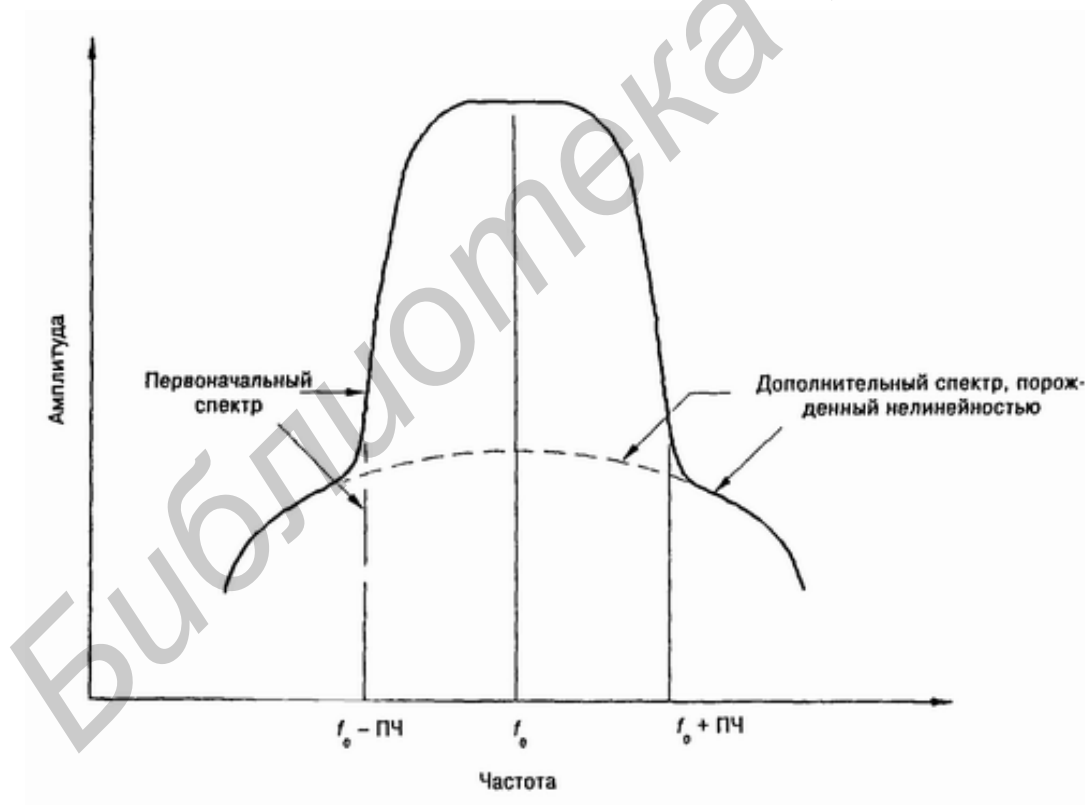


Рис. 1.37. Расширения спектра, вызванного
интермодуляционными искажениями

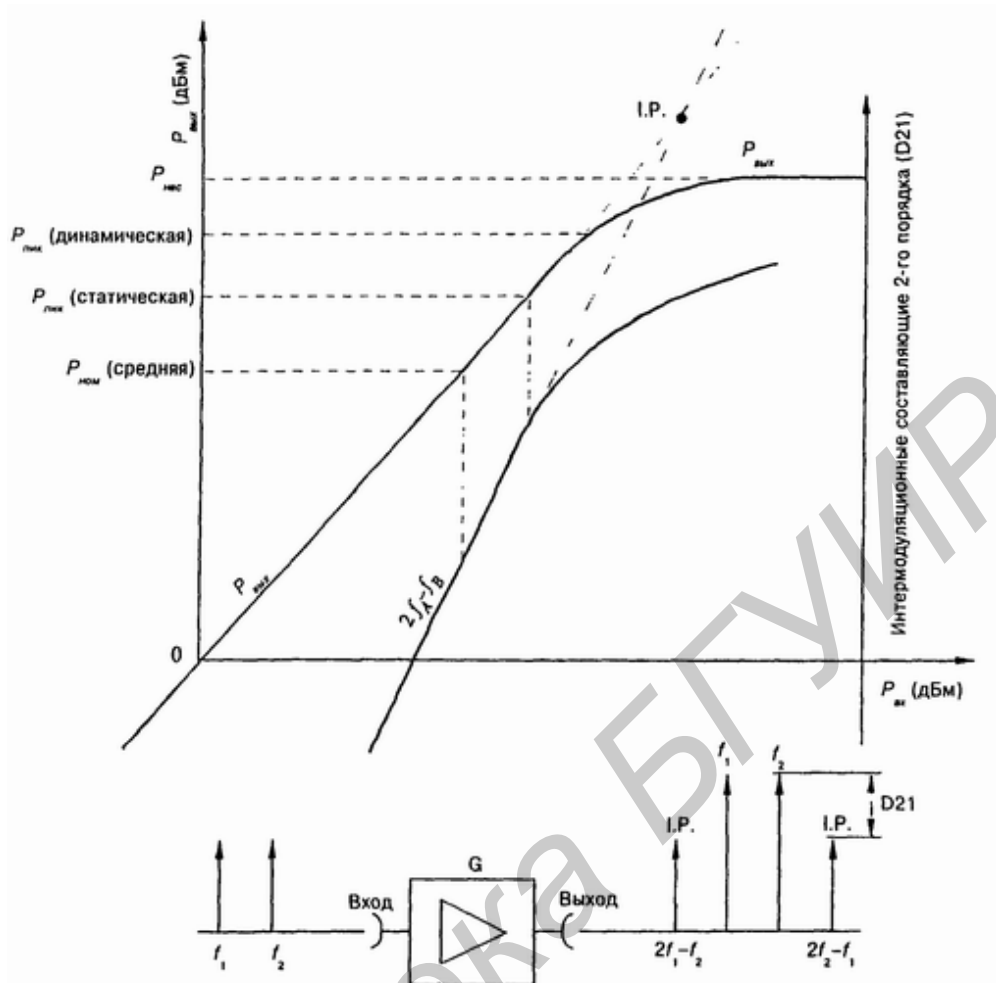


Рис. 1.38. Характеристика нелинейности усилителя:

$I.P.$ – интермодуляционные составляющие;

$P_{вх} / P_{вых}$ – входная/выходная мощность;

$P_{ном}$ – номинальная мощность (средняя);

$P_{нас}$ – мощность в режиме насыщения

Уровень интермодуляционных искажений усилителя характеризуется значением мощности в точке IP (OIP3). Этот параметр и значение мощности в точке компрессии 1 дБ в настоящее время являются справочными параметрами усилителей.

2. УСИЛИТЕЛИ СВЧ

2.1. Малошумящие СВЧ-усилители

Первые СВЧ-усилители выполнялись на микрополосковых или волноводных линиях передачи. Схема такого усилителя и его топология приведены на рис. 4.22 в первой части пособия. В настоящее время усилители выполняются в интегральном исполнении. В табл. 2.1 приведены

основные параметры СВЧ-усилителей, работающих в диапазоне частот до 40 ГГц.

Таблица 2.1

Параметры МШУ

Номер компонента	Полоса частот, ГГц	Коэфф. усиления, дБ	ОПЗ, дБм	Коэффициент шума, дБ	Мощность в точке компрессии ОП1дБ, дБм
HMC376LP3	0,7–1,0	15	36	0,6	21
HMC549MS8G	0,04–0,96	5	27	3,5	12
HMC356LP3	0,35–0,55	17	38	1	21
HMC372LP3	0,7–1	14,5	34	1	21
HMC373LP3	0,7–1	14	35	0,9	21
HMC375LP3	1,7–2,2	17,5	34	0,9	18
HMC382LP3	1,7–2,2	15	30	1	16
HMC286	2,3–2,5	17	13	1,8	5
HMC287MS8	2,3–2,5	22	7	2,5	3
HMC491LP3	3.4–3,8	16	18	2	7
HMC392	3,5–7	15,5	28	2,4	16
HMC318MS8G	5–6	9	13	2,5	2
HMC320MS8G	5–6	12	8	2,5	9
HMC565LC5	6–20	20	20	2,6	10
HMC565	6–20	22	20	2,4	10
HMC564	7–13,5	17	24	1,8	12
HMC564LC4	7–14	17	25	1,8	13
HMC516	7–17	21	20	1,8	15
HMC516LC5	9–18	20	25	2	14
HMC342LC4	13–25	22	20	3,5	9
HMC342	13–25	20	13	3,5	5
HMC517LC4	17–26	19	24	2,5	13
HMC517	17–26	20	23	2	11
HMC519	18–32	15	23	2,6	12
HMC518	20–32	15	23	3.0	12
HMC341LC3B	21–29	13	19	3	8
HMC341	24–30	13	16	2.5	6
HMC263	24–36	23	13	2,3	6
HMC566	29–36	21	23,5	2,8	12
HMC-C027	29–36	20	22	2,9	11
HMC374	0,3–3,0	15	37	1,7	22
HMC310MS8G	2,4–2,5	13	10	3	5
HMC490	12–17	26	35	2,2	26
HMC490LP5	12–16	23	34	2,5	25

Из приведенной таблицы видно, что кроме полосы рабочих частот, коэффициента усиления и коэффициента шума в таблице основных параметров усилителей приведены значения мощности усилителей в точке компрессии 1 дБ и значение мощности OIP3, характеризующее уровень интермодуляционных искажений в усилителе.

2.2. Усилители СВЧ для выходных каскадов цифровых систем передачи

2.2.1. Высокоэффективные усилители мощности

Самым главным фактором, определяющим мощность, потребляемую портативным передатчиком, является КПД выходного усилителя мощности передающего тракта. Рассмотрим методы увеличения эффективности выходных усилителей мощности при сохранении требуемой линейности.

2.2.2. Усилители класса F

Для получения компактной конструкции передатчика выходной усилитель мощности объединяется с антенной. Это позволяет обеспечить более эффективное согласование импедансов, чем в случае согласования двух отдельных устройств с 50-омным трактом, как это делается в обычных схемах. Конечная интегрированная структура получается меньше и проще. Чтобы добиться максимальной эффективности устройства, важно обеспечить оптимальное согласование не только на несущей частоте, но и на её гармониках. Для правильной разработки такого усилителя необходимо выполнить его полное электромагнитное моделирование совместно с антенной, что позволит оптимизировать согласование на всех интересующих гармониках полезного сигнала и тем самым получить интегрированный усилитель класса F.

Для примера рассмотрим усилитель, интегрированный с микрополосковой антенной. Анализ зависимости действительной и мнимой части входного импеданса схемы от частоты (рис. 2.1) показывает, что оптимальное согласование импеданса транзистора достигается как на несущей частоте f_0 , так и на второй ($2f_0$) и третьей ($3f_0$) гармониках сигнала. Обеспечение импеданса на гармониках частоты усиленного сигнала позволяет обеспечить форму напряжения на выходе транзистора, близкую к прямоугольной, что приводит к увеличению КПД выходного каскада. Значение экспериментально измеренного КПД составило 63 %. Представленный усилитель может быть использован в системах частотной (FM) и минимальной гауссовской (GMSK) модуляции, но для работы в системах с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK) этот усилитель имеет слишком большую нелинейность. Для улучшения линейности

увеличивают постоянную составляющую тока транзистора, при этом КПД усилителя уменьшается до 43 %.

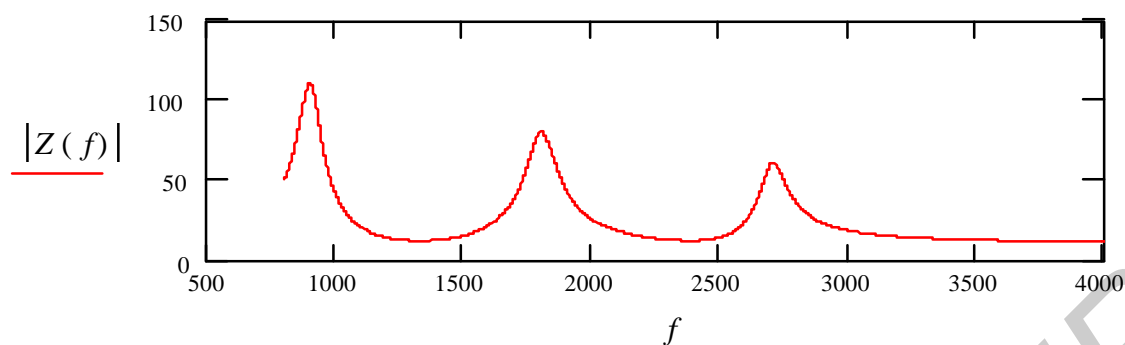


Рис. 2.1. Зависимость входного импеданса активной микрополосковой СВЧ-антенны от частоты

Для СВЧ-антенн используются фотонные (Photonic Band-Gap – PBG) частотно-запирающие структуры, обеспечивающие согласование импедансов на различных частотах. PBG-структуры работают как периодические фильтры на связных линиях, которые могут быть легко реализованы в микрополосковом исполнении, например, как отверстия в диэлектрике или в слое металлизации на нижней стороне подложки (рис. 2.2).

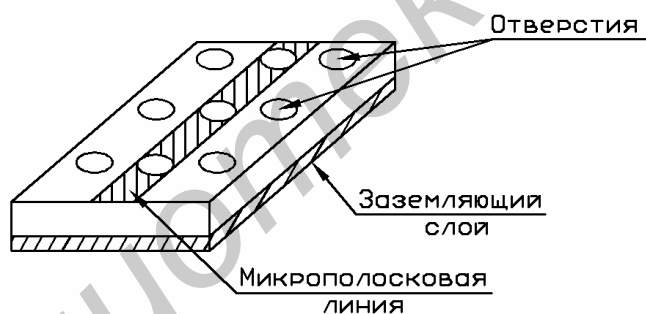


Рис. 2.2. Использование фотонных полосно-запирающих структур (PBG) совместно с микрополосковыми линиями

В ближайшем будущем PBG-структуры должны получить широкое распространение и признание. В настоящее время разработаны PBG-структуры с малыми потерями, которые применяются для согласования импедансов на частотах, кратных гармоникам основного сигнала, и подавления паразитной утечки мощности на нежелательных частотах на участке от усилителя до антенны. Проведенные исследования КПД активной антенны (усилитель, PBG-структура и щелевая антенна) показали, что суммарное значение КПД достигает 50 %, в полосе пропускания – 8 % и пиковое значение КПД – 65 %. Кроме того, усилитель подавляет уровень паразитных гармоник передатчика.

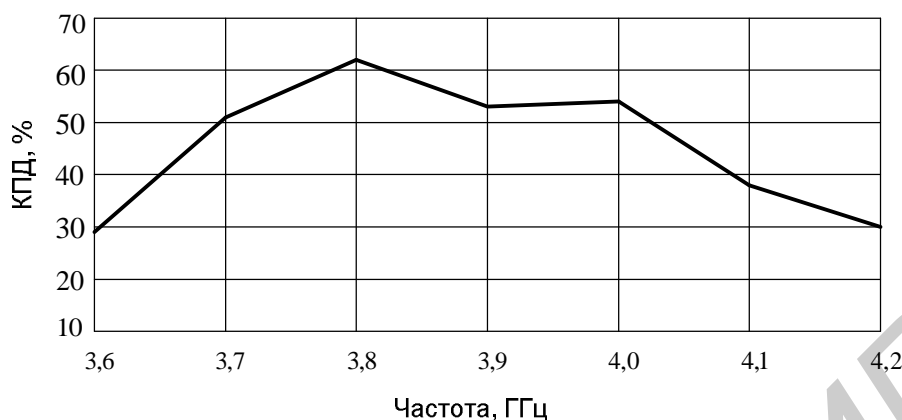


Рис. 2.3. Частотная зависимость КПД с щелевой антенной и PBG-структурами

2.2.3. Усилители мощности с интегрированными DC-DC-конвертерами

В большинстве случаев выходные усилители должны работать в широком диапазоне уровней мощности, определяемом формой огибающей сигнала, которая зависит от типа используемой модуляции, замираний сигнала и расстояния между устройством и базовой станцией. Например, для систем CDMA, выполненных по стандарту IS-95, усреднённая по времени мощность выходного сигнала составляет около 10 мВт, а пиковая выходная мощность превышает 300 мВт. КПД усилителей мощности при пониженных уровнях выходной мощности резко снижается, что приводит к снижению эффективности системы в целом.

Одна из задач разработки – поиск стратегии улучшения КПД усилителей мощности особенно при работе с сигналами малых уровней мощности, что позволит повысить КПД всей системы. Для повышения КПД выходного усилителя необходимо изменять или ток потребления, или напряжение питания, или оба этих параметра одновременно с изменением уровня полезного сигнала.

Управление напряжением питания в зависимости от уровня мощности сигнала можно осуществить с помощью малогабаритных преобразователей постоянного напряжения (DC-DC-конвертеров). Частота переключения DC-DC-конвертера лежит в пределах от 10 до 20 МГц, что позволяет выходному напряжению конвертера отслеживать быстрые изменения огибающей полезного сигнала. В системах сотовой телефонии, выполненных по различным стандартам, частота огибающей сигнала лежит в пределах от 50 кГц до 2 МГц. Высокая частота переключения конвертера также даёт возможность использовать для уменьшения уровня пульсаций малогабаритные катушки индуктивности и конденсаторы.

В схеме используется повышающий конвертер, обеспечивающий изменение выходного напряжения в пределах от 3 до 10 В при входном напряжении 3,3 В и выполненный на мощном НВТ-транзисторе, рабочий ток которого достигает 1 А. Катушка индуктивности, кремниевый выпрямительный диод Шоттки и выходной конденсатор выполнены как навесные элементы. Для изменения уровня выходного напряжения в зависимости от величины управляющего напряжения используется широтно-импульсный модулятор (ШИМ). КПД такого конвертера зависит от состояния выходной нагрузки и составляет от 65 до 75 %.

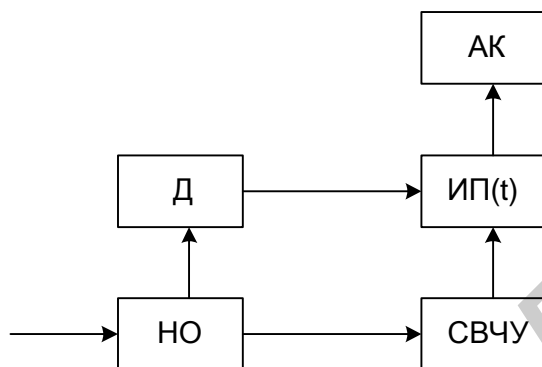


Рис. 2.4. СВЧ-усилитель мощности с изменением и напряжением питания:

Д – детектор; НО – направленный ответвитель;

ИП(t) – источник питания, напряжение которого пропорционально огибающей СВЧ-сигнала; АК – аккумулятор, напряжение 3 В

Полная структурная схема усилителя, содержащего DC-DC-конвертер, показана на рис. 2.4. На рис. 2.5 показана огибающая выходного СВЧ-сигнала при подаче на вход усилителя шести синусоидальных сигналов равных амплитуд и при отсутствии нелинейных искажений. При постоянном значении напряжения источника питания ($U_{ИП}(t) = \text{const}$) значение напряжения должно на 3...5 В превышать максимальное значение амплитуды огибающей СВЧ-сигнала (для рис. 2.5 ($U_{ИП}(t) \approx 50$ В)). Однако вероятность появления такого напряжения на выходе усилителя мала. Значительную часть времени амплитуда СВЧ-сигнала намного меньше 50 В, что приводит к уменьшению КПД усилителя. В схеме на рис. 2.4 изменение амплитуды входного сигнала отслеживается детектором огибающей, который, в свою очередь, управляет значением напряжения питания $U_{ИП}(t)$ усилительного каскада. Значение напряжения $U_{ИП}(t)$ выбирается несколько большим, чем амплитуда огибающей СВЧ-сигнала на выходе устройства. Это позволяет существенно увеличить усредненное значение КПД.

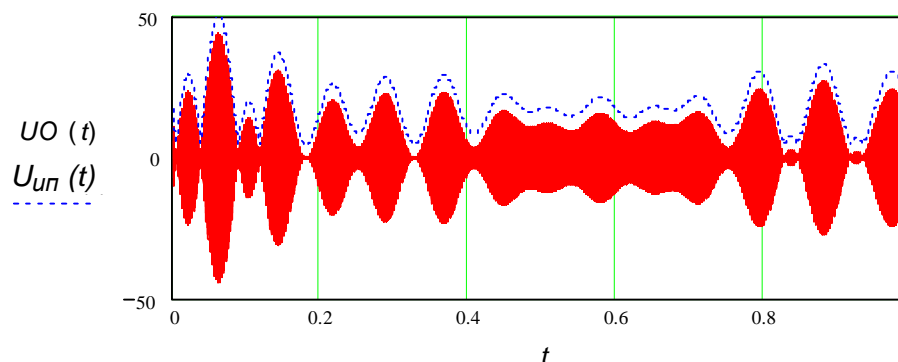


Рис. 2.5. Огибающая СВЧ-сигнала при одновременном воздействии шести синусоид равных амплитуд с незначительно отличающимися частотами и изменение напряжения источника питания для схемы усилителя, приведенной на рис. 2.4:

$U_O(t)$ – зависимость амплитуды огибающей СВЧ-сигнала от времени;

$U_{III}(t)$ – зависимость напряжения источника питания от времени источника питания для схемы усилителя на рис. 2.4

Другим способом оптимизировать эффективность и линейность усилителей за счёт изменения напряжений смещения на коллекторе и базе НВТ-транзисторов или на стоке и затворе гетеропереходных FET (HFET) транзисторов является использование цифровой коммутации или комбинации цифровой коммутации и аналоговых DC-DC-конвертеров. Коммутация различных ячеек батареи питания может привести к существенному повышению эффективности и линейности даже при двух ступенях переключения.

3. СМЕСИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Смесители частоты обеспечивают перенос спектра радиосигнала из одной области частотного диапазона в другую при сохранении спектра переносимого сигнала. Широко используют 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. В диапазоне частот более 40 ГГц отсутствуют малощумящие транзисторные усилители, поэтому входные каскады радиоприемных устройств (РПрУ) выполняются на смесителях. Так как смеситель является пассивным четырехполюсником, то значение коэффициента шума таких РПрУ в значительной мере определяется коэффициентом передачи смесителя (см. п. 1.1.4). Смеситель совместно с гетеродином (генератором) входит в состав преобразователя частоты. Для

преобразования частоты используются нелинейные свойства диодов или транзисторов. Выводы диодов и транзисторов обладают паразитной индуктивностью, любой р-п-переход – паразитной емкостью. Рассмотрим влияние индуктивности ввода и емкости р-п-перехода на частотные характеристики диода.

3.1. Эквивалентная схема диода в СВЧ-диапазоне

Эквивалентная схема диода СВЧ показана на рис. 3.1, а. Здесь переход представлен дифференциальными параметрами – сопротивлением $r = du/di$ и барьерной емкостью $C_j = dq/du$; потери в базе диода, омических переходах и выводах отображены последовательным сопротивлением потерь r_s ; индуктивность выводов – L_s ; конструктивная емкость между выводами при отсутствии контакта с диодной структурой – C_{case} .

Из-за падения напряжения на r_s и L_s приложенное к переходу напряжение оказывается меньше, чем подведенное к диоду, а емкость C_{case} шунтирует его. Эти параметры называют паразитными. Типичные значения L_s и C_{case} – десятые доли наногенри и пикофарады, r_s – десятые доли или единицы Ома. У бескорпусных диодов значения C_{case} и L_s меньше примерно на порядок, благодаря чему их эффективность выше.

Свойства диода в основном определяются параметрами электрического перехода и его вольт-амперной характеристикой (ВАХ). На рис. 3.1, б показана примерная зависимость параметров перехода r и C_j от напряжения смещения. В соответствии с типом диода и назначением ТТУ, в котором он применяется, используется нелинейная зависимость сопротивления перехода r от прямого смещения или барьерной емкости C_j от обратного смещения. В первом случае диод называют *варистором*, во втором – *варикапом*, или *варактором*.

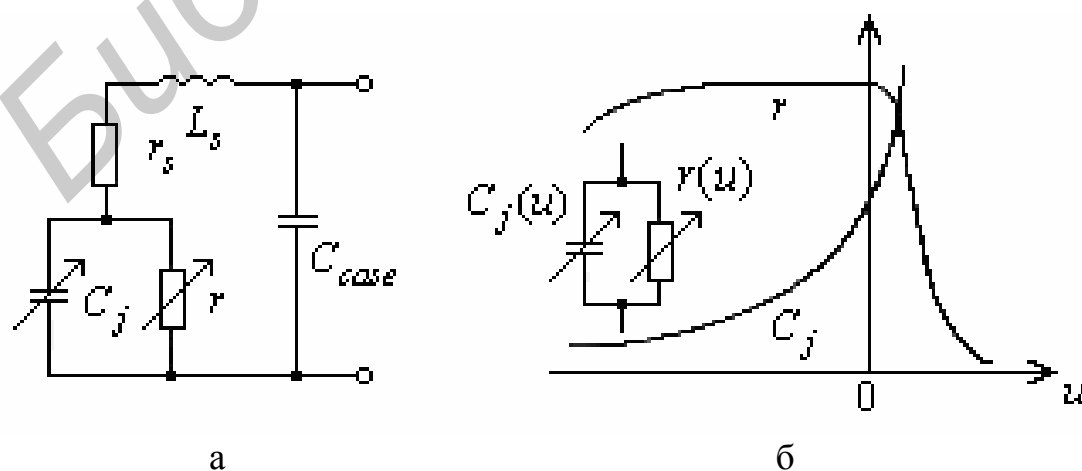


Рис. 3.1. Эквивалентная схема диода и характеристики перехода

Инерционность электрических процессов в диоде зависит от постоянной времени $t = r_s C_j$, поэтому для повышения частотного предела работы в большинстве СВЧ-диодов используют переходы с малыми поперечными размерами – точечные, барьерная емкость C_j которых не превышает десятых долей пикофарады.

3.2. Небалансные смесители

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 $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + j_c)$ и гетеродина $u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + j_2)$ в схеме сложения образуют биения $u(t) = u_c(t) + u_2(t)$ сложной формы, подаваемые на диод, ВАХ которого можно аппроксимировать степенным рядом

$$i = a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + \dots \quad (3.1)$$

В спектре тока диода имеется постоянная составляющая I_0 гармоники гетеродина и сигнала, а также многочисленные комбинационные составляющие с частотами $|\pm m \omega_c \pm n \omega_2|$, где m и n – целые числа.

При выполнении условия $U_c \ll U_2 \approx 1$ В смеситель осуществляет линейное преобразование спектра. На выходе смесителя фильтр выделяет основной продукт преобразования – разностную (промежуточную) частоту $\omega_{пч} = \omega_c - \omega_2$ (или $\omega_{пч} = (\omega_2 - \omega_c)$), которая должна быть достаточно высокой для обеспечения хорошего ослабления зеркального канала и уменьшения коэффициента шума.

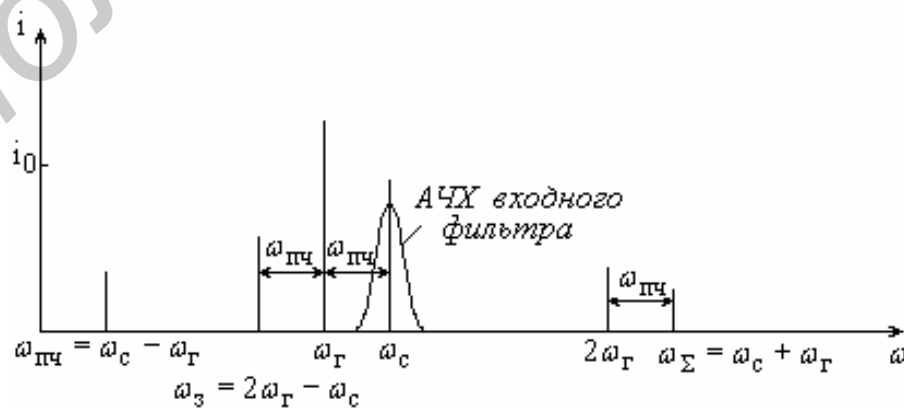


Рис. 3.2. Спектр колебаний смесителя частоты

Кроме разностной частоты (рис. 3.2) в резистивных смесителях примерно такую же амплитуду будут иметь колебания *суммарной частоты* (СЧ) $\omega_{\Sigma} = \omega_c + \omega_2$. Колебания *зеркальной частоты* (ЗЧ) $\omega_3 = 2\omega_2 - \omega_c$ 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 согласованном СВЧ-тракте, например в вентиле (рис. 3.3, а), потери преобразования $L_{прб} = 10 \lg P_c/P_{нч}$ 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.

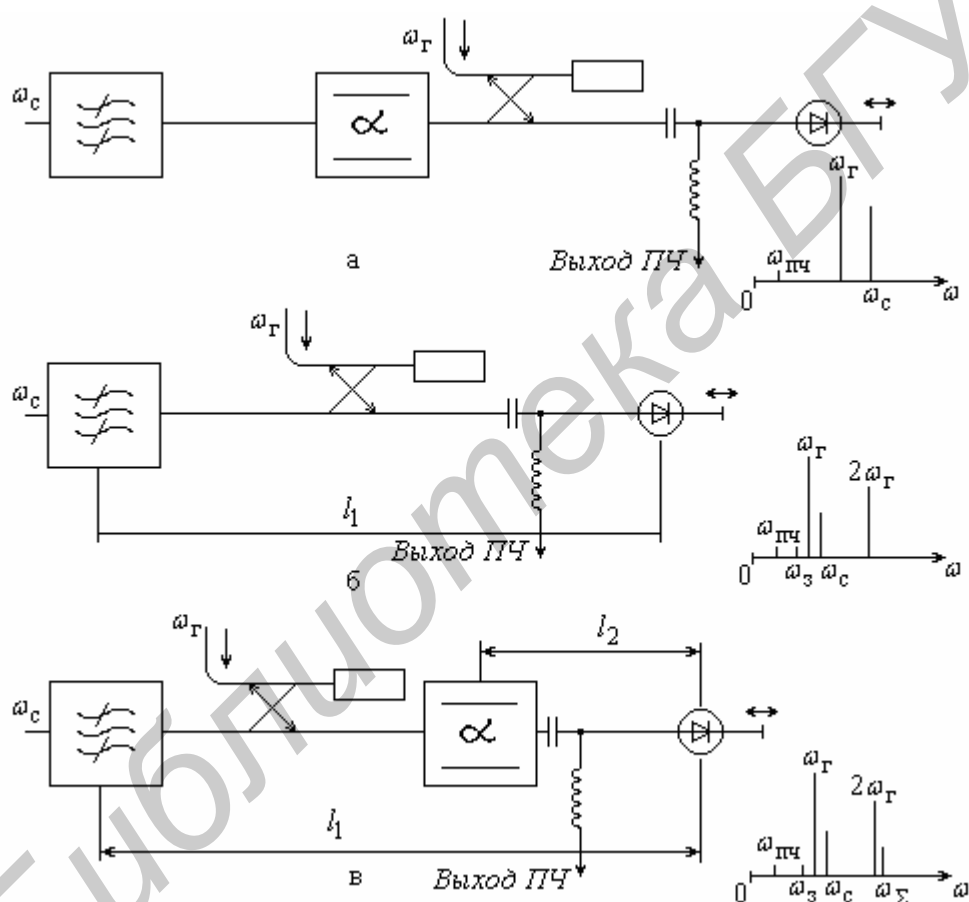


Рис. 3.3. Схемы и спектры основных частот одноконтурных смесителей частоты:
 а – согласованного по входу;
 б – с отражением колебаний зеркальной частоты;
 в – с отражением колебаний зеркальной и суммарной частот

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. 3.3, б), при котором продукты вторичного преобразования $\omega_2 - \omega_3 = \omega_{нч}$ синфазны продуктам основного преобразования

$w_{nc} = w_c - w_2$, то в результате можно получить приращение мощности ПЧ на 1...2 дБ. Такое устройство называется смесителем с отражением, использованием, восстановлением или регенерацией энергии ЗЧ.

На рис. 3.3, в показана схема НБС с использованием энергии колебаний ЗЧ и СЧ, имеющая еще меньшие $L_{npб}$. ФНЧ пропускает колебания w_2 , w_c и w_3 , но отражает колебания w_Σ , которые в результате преобразования $2w_2 - w_\Sigma = w_{nc}$ (см. рис. 3.2) и при соответствующем подборе расстояния l_2 складываются в фазе с основными колебаниями w_{nc} . 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 w_3 , возникающей в смесителе в результате преобразования $2w_2 - w_c = w_3$, с понятием равной ей по значению частоты зеркального канала $w_{зк}$, которая может быть принята из эфира как помеха в результате преобразования $w_2 - w_{зк} = w_{nc}$, если входной фильтр имеет недостаточную избирательность (см. рис. 3.2). Приведенные на рис. 3.3, б, в НБС обеспечивают также подавление помехи зеркального канала за счет отражения ее от входного фильтра в сторону антенны.

Главным недостатком НБС является преобразование амплитудных шумов гетеродина на ПЧ. Преобразование шумов гетеродина происходит как по основному, так и по зеркальному каналу приема. Это приводит к значительному увеличению $K_{ш}$ НБС особенно при низких ПЧ или приеме сигналов в высокочастотной части диапазона СВЧ, где шумы соответствующих гетеродинов возрастают. Поэтому НБС имеют $K_{ш} = 10...15$ дБ. Снижения $K_{ш}$ резистивных смесителей на 3...6 дБ можно добиться их охлаждением, например до температуры жидкого азота (77 К), однако это связано с большими неудобствами в эксплуатации.

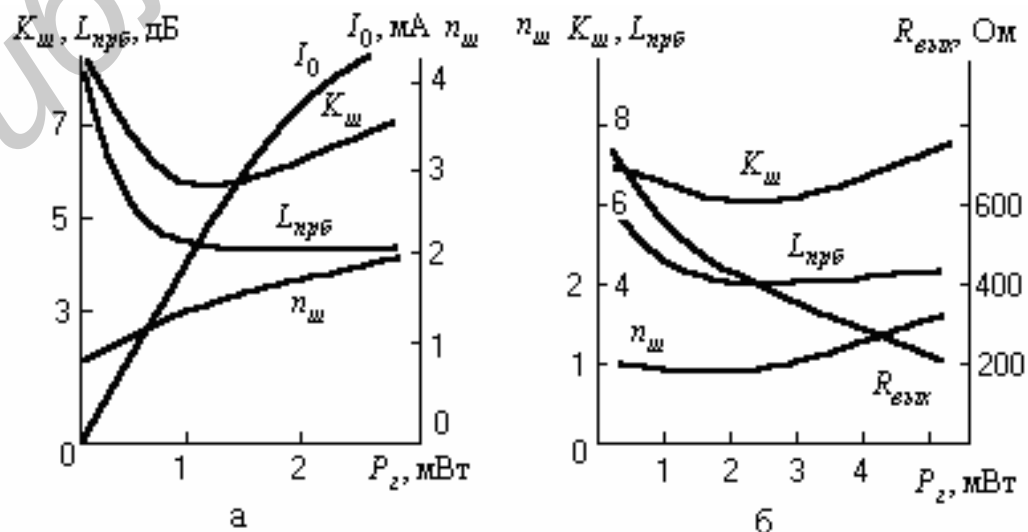


Рис. 3.4. Параметры смесительных диодов:

а – точно-контактного; б – ДБШ

К другим недостаткам НБС необходимо отнести высокий уровень интермодуляционных шумов и заметные нелинейные искажения сигнала, что ограничивает его динамический диапазон.

3.3. Балансные смесители

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

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

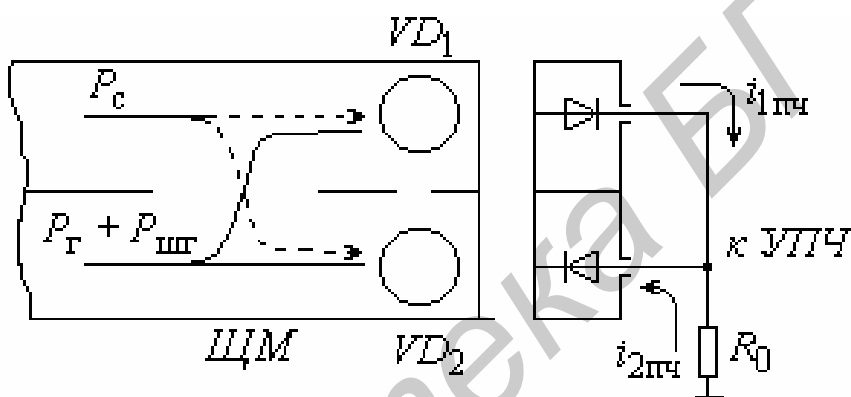


Рис. 3.5. Волновой балансный смеситель на щелевом мосте

На рис. 3.5 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_2 на частотах w_c и w_2 соответственно, причем $w_c > w_2$. Если положить начальные фазы этих колебаний на входе $ЩМ$ равными нулю, то согласно свойству $ЩМ$ к диоду $VD1$ приложены напряжения $u_{1c} = U_c \cdot \cos w_c t$ и $u_{1_2} = U_2 \cdot \cos(w_2 t - p/2)$, а к диоду $VD2$ – $u_{2c} = U_c \cdot \cos(w_c t - p/2)$ и $u_{2_2} = U_2 \cdot \cos w_2 t$. Диоды включены встречно-параллельно, поэтому через нагрузку R_0 течет разность токов i_{nc} частоты $w_{nc} = w_c - w_2$. При полной симметрии схемы результирующий ток равен

$$i_{nc} = i_{1nc} - i_{2nc} = I_{nc} \{ \cos[(w_c t - p/2) - w_2 t] - \cos[w_c t - (w_2 t - p/2)] \} = 2I_{nc} \sin(w_c - w_2)t,$$
 т.е. токи полезных сигналов складываются в нагрузке синфазно.

Представим АМ шумы гетеродина, действующие в полосе сигнала w_c и в полосе зеркального канала $w_{зк}$, как боковые полосы АМ-колебаний с несущей w_2 :

$$u_{шгс} = U_{ш} \cos[(w_2 + w_{нч})t - j_{ш}].$$

Прием шумов гетеродина в полосе сигнала дает шумовой ток:

$$i_{шс} = i_{1шс} - i_{2шс} = 0.$$

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 ЖВС вследствие неизбежного разбаланса схемы шумы гетеродина подавляются на 15...30 дБ. Поэтому 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 изображенной на рис. 3.5, гетеродин и антенна 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. 3.6, отличающаяся тем, что смесительные диоды подключены к квадратурному мосту со сдвигом на $\Lambda/4 \approx \Lambda_c/4 \approx \Lambda_2/4$ [34].

Если учитывать лишь фазовые набег в шлейфовом мосту, то запаздывание отраженных от диода VD_1 колебаний гетеродина, прошедших по пути 2–3– VD_1 –3–2, можно положить равным 2π . Отраженные диодом VD_2 колебания, прошедшие путь 2–4– $\Lambda/4$ – VD_2 – $\Lambda/4$ –4–2, также задержатся на 2π . В результате отраженные колебания гетеродина проходят на вход 2, а колебания сигнальной частоты – на вход 1 и развязка входных плеч приближается к значению, присущему идеально согласованному квадратурному мосту.

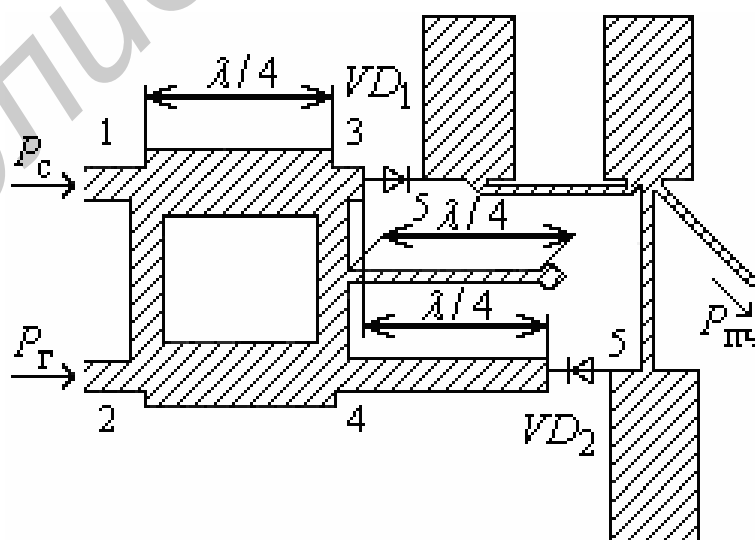


Рис. 3.6. Микрополосковый балансный смеситель с высокой развязкой цепей сигнал–гетеродин на квадратурном мосте

Пользуясь изложенной методикой, находим, что напряжение ПЧ в результате основного преобразования $(w_{нч}t - j_{нч}) = (w_c t - j_c) - (w_2 t - j_2)$ на диоде $VD1$ имеет задержку по фазе $j_{1нч} = (j_c + p/2) - (j_2 + p) = j_c - j_2 - p/2$, на диоде $VD2 - j_{2нч} = (j_c + 3p/2) - (j_2 + p) = j_c - j_2 + p/2$. Для сложения этих противофазных колебаний на входах ФНЧ в точках 5 диоды включены встречно. При этом фазовая задержка колебаний ПЧ на выходе БС равна

$$j_{нч} = j_c - j_2 - p/2. \quad (3.2)$$

Колебания ЗЧ, образующиеся путем преобразования $(w_3 t - j_3) = 2(w_2 t - j_2) - (w_c t - j_c)$, на диоде $VD1$ имеют задержку $j_{13} = 2(j_2 + p) - (j_c + 3p/2) = 2j_2 - j_c + p/2$, а на диоде $VD2 -$ задержку $j_{23} = 2(j_2 + p) - (j_c + 3p/2) = 2j_2 - j_c + p/2$. Отражаясь от ФНЧ в точках 5 с задержкой на π , колебания ЗЧ складываются на входе 1, имея одинаковую фазовую задержку

$$j_3 = 2j_2 - j_c + 3p/2 + p + p/2 = 2j_2 - j_c + p. \quad (3.3)$$

Это учитывают при использовании энергии колебаний ЗЧ в двойных БС.

Принятые из эфира по зеркальному каналу помехи на частоте $w_{зк}$ путем преобразования $(w_{нч.зк}t - j_{нч.зк}) = (w_2 t - j_2) - (w_{зк}t - j_{зк})$ на ПЧ имеют фазовую задержку

$$j_{нч.зк} = (j_2 + p) - (j_{зк} + p/2) = j_2 - j_{зк} + p/2. \quad (3.4)$$

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

Нормированный коэффициент шума БС в диапазоне частот до 100 ГГц равен 7...10 дБ, потери преобразования $L_{прб} \approx 5...8$ дБ.

Достоинства балансной схемы смесителя

1. Подавление амплитудных шумов гетеродина приводит к уменьшению коэффициента шума смесителя на 2–5 дБ.
2. Вся мощность гетеродина поступает на диоды, поэтому можно использовать гетеродины меньшей мощности.
3. Подавление четных гармоник гетеродина уменьшает уровень побочных продуктов преобразования, что приводит к увеличению помехоустойчивости и динамического диапазона смесителя.

3.4. Двойные балансные и кольцевые смесители СВЧ

Двойные балансные смесители (ДБС) позволяют осуществить фазовое подавление приема по зеркальному каналу на частоте $w_{зк}$ и восстановление энергии колебаний ЗЧ w_3 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. 3.7. На *БС1* и *БС2*, включающих по две смесительные секции и одному квадратурному мосту (см. рис. 3.6), со входа ДБС через тройник *T* сигнал подан синфазно, а колебания гетеродина – со взаимным сдвигом в 90° 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 $\pi/2$.

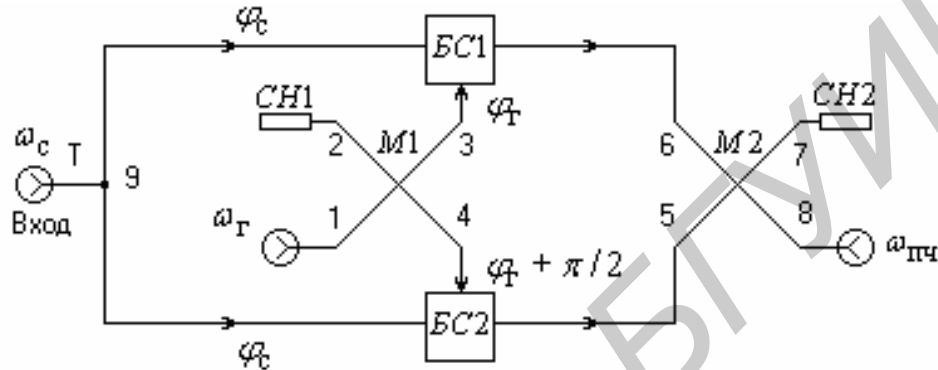


Рис. 3.7. Функциональная схема двойного балансного смесителя на квадратурных мостах с фазовым восстановлением энергии колебаний зеркальной частоты

На выходах БС за счет основного преобразования $(w_{пч}t - j_{пч}) = (w_c t - j_c) - (w_z t - j_z)$ получаются ортогональные по фазе колебания ПЧ:

$$j_{1пч} = j_c - j_z - p/2 \quad (3.5)$$

и
$$j_{2пч} = j_c - (j_z + p/2) - p/2 = j_c - j_z - p. \quad (3.6)$$

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. 3.2.3 для БС на ЦМ.

Фазовое подавление приема по зеркальному каналу осуществляется следующим образом: принятая помеха $w_{зк}$ в результате преобразования $(w_{пч.зк}t - j_{пч.зк}) = (w_z t - j_z) - (w_{зк}t - j_{зк})$ на выходе *БС1* согласно (3.4) имеет начальную фазу $j_z - j_{зк} + p/2$, а на выходе *БС2* – начальную фазу $j_z - j_{зк} + p$, благодаря чему эти колебания ПЧ суммируются мостом *M2* на выходе 7, к которому подключена поглощающая согласованная нагрузка *СН2*.

Повышение эффективности ДБС за счет восстановления энергии колебаний ЗЧ w_z на ПЧ можно пояснить так. В результате взаимодействия второй гармоники гетеродина с сигналом $2(w_z t - j_z) - (w_c t - j_c) = w_{зк} - j_{зк}$ в

BC1 и BC2 образуются равной амплитуды противофазные колебания ЗЧ: их начальные фазы на входах BC1 и BC2 согласно (3.3)

$$j_{1з} = 2j_z - j_c + p, \quad (3.7)$$

$$j_{2з} = 2(j_z + p/2) - (j_c + p) = 2j_z - j_c. \quad (3.8)$$

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 $w_2 - w_{1з} = w_{2нч.з}$, которое должно дать колебания, синфазные с продуктом основного преобразования (3.6), для чего расстояние между входами BC1 и BC2 должно быть равно нечетному числу полуволн на частоте w_3 (задержка на π). С учетом этого сдвига, топологии одиночного БС (рис. 3.6) и начальной фазы колебаний ЗЧ (3.6) получаем на выходе BC2 $(w_2 - j_z - p/2 - p) - (w_{1з}t - 2j_z + j_c - p - 3p/2) = w_{2нч.з}t - j_{2нч.з}$, где задержка $\varphi_{2нч.з} = \varphi_c - \varphi_z - \pi$ оказывается равной (3.6). Таким образом, преобразованные с ЗЧ колебания складываются с основными, в результате мощность ПЧ на выходе ДБС возрастает, а K_{III} 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. 3.6) BC1 и BC2 выбрано равным Λ , а возникающие в БС колебания w_3 противофазны (см. (3.7) и (3.8)).

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

Кольцевые смесители (КС) более широкополосны, чем ДБС, поскольку в них между парами диодов нет соединительно-распределительных линий (рис. 3.8, а). Колебания сигнала $u_1(t)$ и гетеродина $u_2(t)$ подводятся к ортогональным диагоналям сбалансированного диодного моста (кольца из специально изготовленной на одном кристалле четверки диодов с очень близкими параметрами) (см. рис. 3.8, а), поэтому развязка цепей сигнала и гетеродина получается высокой – до 30 дБ. Как и в ДБС, в КС благодаря симметрии схемы компенсируются четные гармоники не только гетеродина, но и сигнала, в результате происходит дополнительное подавление

нежелательных продуктов преобразования, а динамический диапазон возрастает.

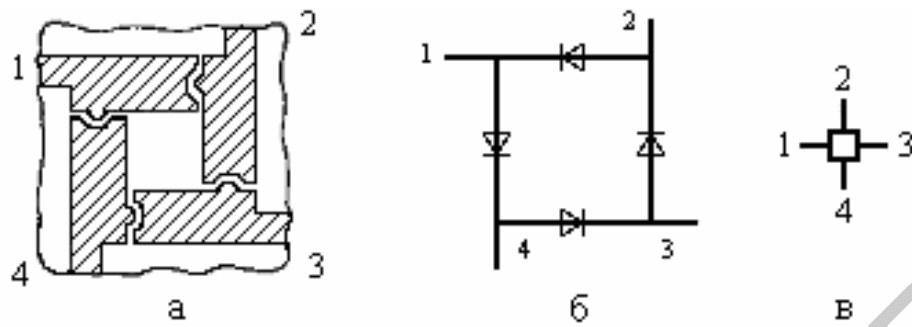


Рис. 3.8. Четвёрка диодов для кольцевых смесителей:
 а – топология; б – схема;
 в – условное обозначение на сборочных чертежах

Применение комбинаций МПЛ, щелевых и копланарных линий позволяет создать малогабаритные широкополосные ДБС, имеющие в диапазоне рабочих частот от 2 до 20...30 ГГц высокие электрические характеристики. На рис. 3.9 показана одна из топологий ДБС с синфазно-противофазным Т-мостом на комбинации линий. Колебания гетеродина U_c со входа 1 через переход 2 с МПЛ на ЩЛ, которая далее свернута в петлю, возбуждают пары смесительных диодов противофазно, таким образом, что в один из полупериодов открыты диоды $VD1$ и $VD3$, в другой – $VD2$ и $VD4$, подключая копланарный вывод 3 ПЧ через $VD1$, $VD3$ к точкам 4 и через диоды $VD2$, $VD4$ к точкам 5 соответственно. Колебания сигнала U_c со входа 6 через переход 7 с МПЛ на копланарную линию 5, переходящую в две ЩЛ 9 и 10, возбуждают их в точках 4 и 5 синфазно, благодаря чему колебания ПЧ складываются на входе 3 копланарной линии. Принятые по зеркальному каналу помехи и шумы оказываются противофазными, подавляются без применения специальных фильтров ЗЧ. Вторая гармоника гетеродина, а также ее комбинационные продукты подавлены. За счет симметрии схемы обеспечивается высокая (до 30 дБ) развязка входов ДБС. В цепях согласования перехода 7 длина петли ЩЛ от перехода 7 до перехода 2 и обратно должна составлять целое число полувольт.

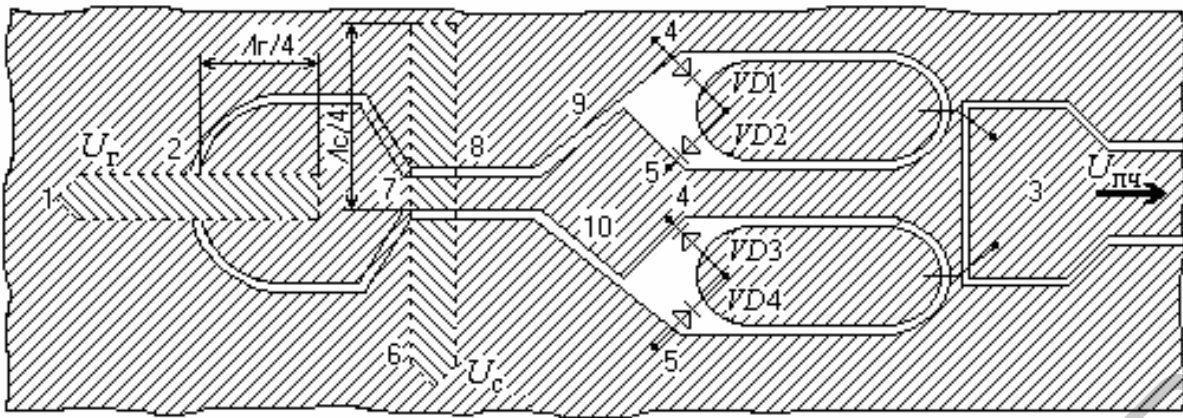


Рис. 3.9. Двойной балансный смеситель на комбинации линий

В ММДВ применение мостовых схем затруднительно, смесители выполняются в волноводной конструкции балансными или небалансными (однотактными). Преимущество БС заключается еще и в том, что можно использовать субгармонический гетеродин с частотой в два раза ниже требуемой. Умножение на два производится в смесительных арсенид-галлиевых ДБШ. Конструктивное исполнение – на волноводно-щелевой линии (fin-line) с тефлоновой подложкой, размещенной в E -плоскости стандартного прямоугольного волновода, смесительные диоды включены антипараллельно в виде единой монолитной микροэлектронной структуры с двумя балочными выводами (рис. 3.10).

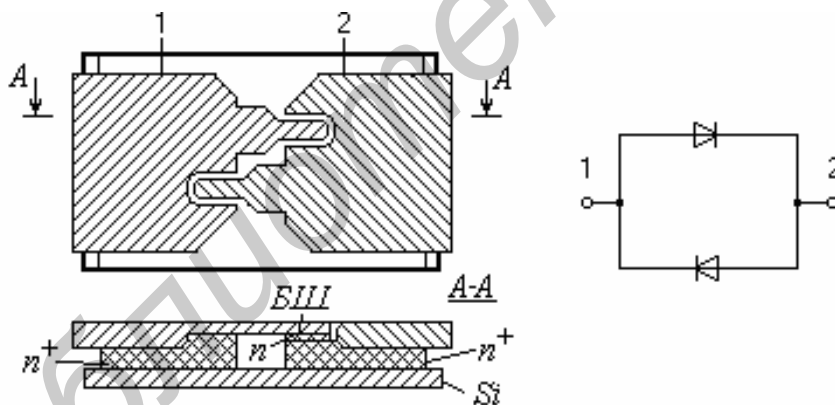


Рис. 3.10. Конструкция и схема двойных диодов встречно-параллельного включения

3.5. Мощные смесители СВЧ

Мощные смесители (МС) используются для формирования рабочих частот передатчиков с диапазонной кварцевой стабилизацией путем переноса спектра модулированных колебаний ПЧ в диапазон СВЧ, а также в гетеродинах-возбудителях для сдвига частоты несущей или гетеродина.

Основные требования к МС: обеспечение заданной выходной мощности с допустимой неравномерностью в рабочей полосе частот; достаточное подавление побочных продуктов преобразования; малые потери преобразования, устойчивость в работе, надежность и др.

В качестве МС могут быть применены рассмотренные в подразд. 3.4 балансные и кольцевые резистивные смесители. Для этого подлежащий преобразованию сигнал подают на вход ПЧ (см. например рис. 3.11), увеличивают уровень мощности гетеродина и снимают выходной сигнал частоты $w_c = w_c + w_{пч}$ с СВЧ-выхода (*TVI* на рис. 3.11). Резистивные смесители широкополосные, устойчивы в работе, дают достаточно чистый спектр преобразованных колебаний, однако у них низкий уровень выходной мощности (до 10...20 мВт) и большие потери преобразования – около 10 дБ.

Более высокие энергетические показатели имеют МС на мощных *p-n*-варакторах, работающих в режиме больших амплитуд с отпиранием и накоплением заряда, т.е. с использованием диффузионной емкости. Варакторные МС позволяют получить преобразование частоты с малыми потерями или даже с усилением до нескольких единиц, благодаря эффекту параметрического усиления, заключающемуся в переносе энергии источника накачки на частоту преобразуемых колебаний.

К недостаткам варакторных МС следует отнести сложность схем и их наладки, узкополосность и возможность генерации паразитных колебаний на собственных частотах колебательной системы вследствие параметрической регенерации.

С появлением эффективных мощных СВЧ-усилителей на ПТШ вместо узкополосных неустойчивых варакторных смесителей большого уровня все чаще применяют менее мощные, но стабильные широкодиапазонные балансные схемы на смесительных ДБШ, дающие более чистый спектр.

В качестве примера рассмотрим ДБС, построенный на двухканальном синфазном делителе мощности в цепи несущей частоты w_0 , двух БС и квадратурном мосту *M* на СВЧ-выходе (см. рис. 3.11). Модулированные сигналом колебания ПЧ $w_{пч}$ подаются на балансные смесители *BC1* и *BC2* со сдвигом на 90° , отчего такой двойной балансный смеситель называют *квадратурным*. Его назначение – перенос модулированных колебаний с ПЧ на высокостабильную СВЧ несущую с подавлением несущей и одной боковой полосы. В отличие от входных маломощных смесителей, он работает при сравнительно больших уровнях мощности на обоих входах (примерно +5...+10 дБм), поэтому боковые полосы спектра на выходах *BC1* и *BC2* богаты гармониками колебаний w_m . Однако четные гармоники w_m и их комбинационные составляющие в боковых полосах подавлены в БС, и на суммирующем мосту *M* ДБС поступают только боковые полосы с нечетными составляющими $w_0 \pm (w_m, 3w_m, 5w_m, \dots)$. Несущая w_0 также ослаблена в *BC1* и *BC2* примерно на 20 дБ за счет развязки их мостовых схем.

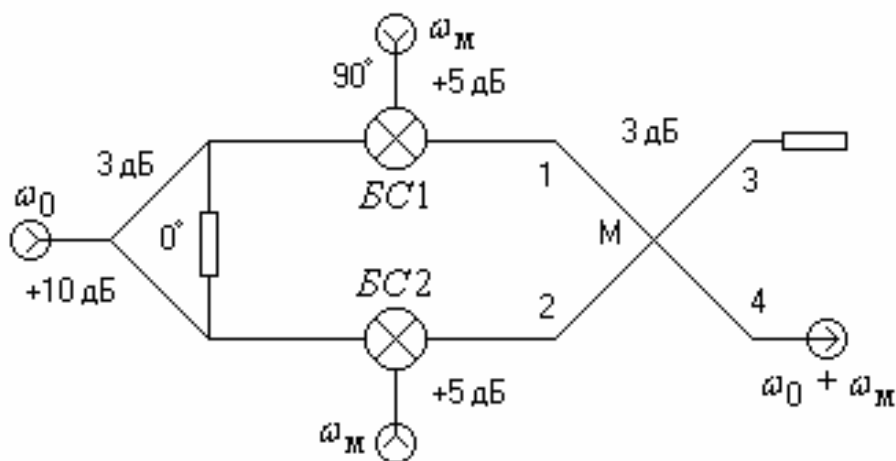


Рис. 3.11. Схема мощного преобразователя на ДБС

Рассмотрим прохождение основных составляющих спектра $w_0 \pm w_m$ через сумматор M , предполагая, что в направлениях 1–3 и 2–4 фазовая задержка сигналов равна $\pi/2$, а по диагональным направлениям задержки нет.

В результате преобразования $(w_0 t - w_m t) \pm (w_m t - j_m) = w_{\text{вых}} t - j_{\text{вых}}$ на выходе $BC1$ фазовые задержки спектральных составляющих равны $j_{1,\text{вых}} = j_0 \pm (j_m + p/2)$, на выходе $BC2$ $j_{2,\text{вых}\pm} = j_0 \pm j_m$, где знак плюс в индексе соответствует колебаниям верхней боковой полосы $w_0 + w_m$, минус – нижней боковой $w_0 - w_m$. На выходе 4 моста M колебания верхней боковой полосы от $BC1$ поступают с задержкой $j_{1,4+} = j_0 + (j_m + p/2) + 0$, от $BC2$ – с задержкой $j_{2,4+} = j_0 + j_m + p/2$, т.е. оказываются синфазными и складываются. Колебания нижней боковой полосы на выходе 3 моста имеют задержки $j_{1,3-} = j_0 - (j_m + p/2) + p/2$ и $j_{2,3-} = j_0 - j_m + 0$, т.е. синфазны и поглощаются в CH , а на выход 4 не поступают.

Как видим, рассматриваемый ДБС обеспечивает подавление несущей w_0 , четных гармоник w_m в выходном спектре и производит выделение боковых полос $w_0 + j_m$ и $w_0 - j_m$ на отдельных выходах в широком диапазоне частот только за счет фазовых соотношений. Степень подавления нежелательной боковой полосы частот зависит от степени симметрии схемы (равенства уровней возбуждения диодов, идентичности их ВАХ, равенства фазовых сдвигов номинальным и т.д.).

3.6. Транзисторные смесители

Транзисторные смесители могут быть построены как на биполярных, так и на полевых транзисторах, но в СВЧ-диапазоне обычно применяют ПТШ, как менее шумящие и способные эффективно работать на частотах выше 10 ГГц.

По шумовым параметрам смесители на ПТШ несколько хуже, чем на диодах, однако транзисторные смесители преобразуют сигнал с некоторым

(3...10 дБ) усилением, что позволяет снизить требования к коэффициенту шума УПЧ. У них выходная мощность примерно на порядок больше, следовательно, они имеют на 10...20 дБ шире динамический диапазон, особенно по уровню интермодуляционных искажений.

Наиболее распространенные схемы транзисторных смесителей упрощенно изображены на рис. 3.12. Недостаток схемы на рис. 3.12, а заключается в необходимости большой мощности гетеродина из-за ее ослабления в направленном ответвителе, включенном для развязки цепей сигнала и гетеродина. В схеме на рис. 3.12, б включение гетеродина в цепь общего электрода – исток – приводит к отрицательной обратной связи и ухудшению K_{III} смесителя.

В балансной схеме на рис. 3.12, в обеспечивается высокая развязка цепей сигнала и гетеродина, но выходные колебания ПЧ противофазны, их надо суммировать на ПЧ с помощью противофазного моста или синфазного кольцевого сумматора с включением фазовращателя на 180° , что сужает мгновенную полосу смесителя.

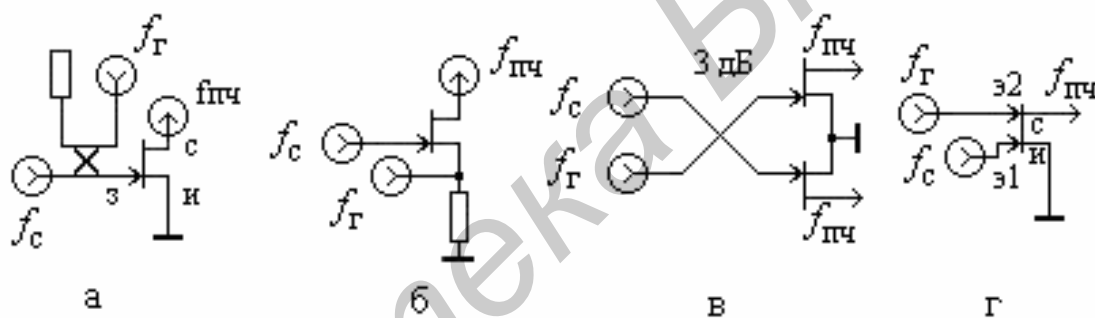


Рис. 3.12. Упрощенные схемы транзисторных смесителей:

а – с направленным ответвителем;

б – с гетеродином в цепи истока;

в – балансная;

г – на полевом тетраде

Наиболее простым, а поэтому широкополосным является смеситель на ДЗПТШ (рис. 3.12, г), в котором нет мостов и схем сложения, что особенно ценно для интегральных микросхем.

К первому затвору подводится сигнал, ко второму – подключен гетеродин. Гетеродинный вход настраивается на максимальное согласование по мощности, а сигнальный – на минимум коэффициента шума.

В основе работы смесителя на ДЗПТШ лежит нелинейная зависимость крутизны ВАХ тетрада по первому затвору от напряжения на втором. Упрощенный анализ ДЗПТШ как нелинейного элемента смесителя выполнен в публикации, где выделено три возможных режима работы:

1) в области I отсечки тока стока по первому затвору, когда в первом транзисторе производится преобразование сигнала, а второй работает как УПЧ;

2) в области II излома характеристик передачи, когда второй транзистор может работать в качестве смесителя и встроенного (внутреннего) гетеродина, а первый – как предусилитель;

3) в области III насыщения тока первого транзистора, когда он работает как линейный усилитель сигнала, а преобразование происходит во втором транзисторе.

В области отсечки тока стока для преобразования требуется наименьшая мощность гетеродина, а постоянная составляющая тока прибора мала, поэтому получается минимальным коэффициент шума. В малошумящем режиме на 12 ГГц получено усиление преобразования 8 дБ. Интегральный смеситель диапазона 27,5...30 ГГц на ДЗПТШ с длиной затвора 0,5 мкм при $f_{nc} = 2,5...5$ ГГц имел усиление преобразования 3 дБ и $K_{ш} = 10...16$.

Балансные смесители позволяют получить более чистый спектр, подавление АМ-шумов гетеродина и подавление приема по зеркальному каналу. Для примера рассмотрим схему балансного повышающего преобразователя диапазона 20 ГГц на комбинации линий передачи с применением однозатворных ПТШ (рис. 3.13). Колебания гетеродина частоты 20,3 ГГц поступают на затворы через противофазный тройник на ШДЛ, поэтому на выходе смесителя в синфазном сумматоре они подавляются. Сигнал на частоте $f_{nc} = 140$ МГц подводится к затворам через цепи смещения также в противофазе, благодаря чему разностные колебания $f_2 - f_{nc}$ в сумматоре оказываются противофазными и подавляются, а суммарные $f_2 + f_{nc}$ (верхняя боковая полоса) синфазны и проходят на выход.

Степень подавления гетеродина и нижней боковой полосы – до 20 дБ. При $P_c = 10$ дБм и $P_{nc} = 10$ дБм получено усиление сигнала около 1 дБ, максимальный уровень выходной мощности 40 мВт.

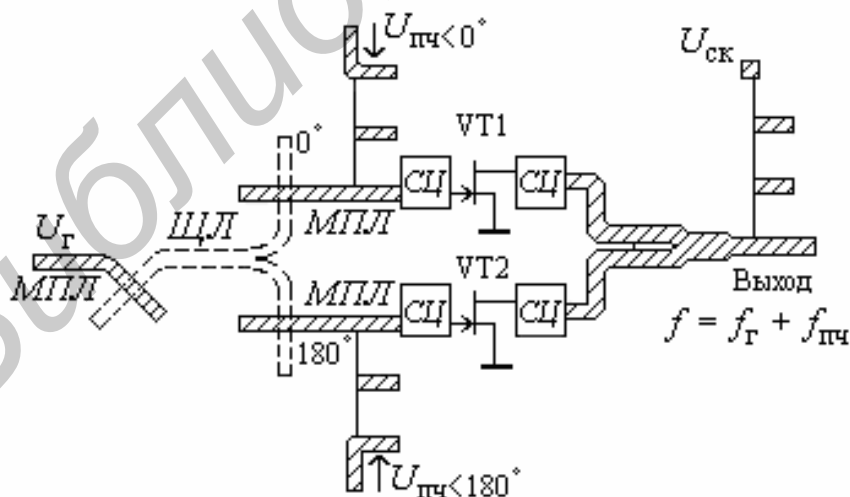


Рис. 3.13. Балансный смеситель

4. ГЕНЕРАТОРЫ

4.1. Применение и классификация генераторов

Генераторы применяются в возбудителях, промежуточных и выходных каскадах передатчиков радиорелейных станций, гетеродинах приемников, в модулях фазированных антенных решеток и т.п.

Основные электрические параметры генераторов: уровень мощности генерации P_2 ; КПД; рабочая частота f или диапазон ее перестройки $f_{2\min} \dots f_{2\max}$; стабильность частоты и мощности колебаний; уровень шумов вблизи несущей (при отсутствии модуляции); чистота спектра колебаний и т.д.

Активными компонентами генераторов и усилителей в диапазоне частот до 40 ГГц служат транзисторы, на более высоких частотах широко используются лавинно-пролетные диоды и диоды Ганна. В последнее время для формирования частот (особенно миллиметрового диапазона длин волн) широко используется цепочка генератор–умножитель–усилитель. В таких устройствах генератор работает на частотах в 2–6 раз ниже требуемой рабочей частоты устройства. На низких частотах легче обеспечить хорошие электрические параметры генератора и, несмотря на то, что при умножении частоты многие параметры генератора ухудшаются (шумы вблизи несущей; чистота спектра колебаний), параметры выходного сигнала на выходе цепочки генератор–умножитель–усилитель оказываются лучше, чем на выходе обычного генератора, работающего на рабочей частоте устройства.

4.2. Выходная мощность генераторов

На высокочастотном участке рабочих частот колебательная мощность СВЧ-приборов ограничена инерционностью процессов в них и напряжением пробоя, она падает примерно по закону $1/f^2$. На низкочастотном участке выходная мощность ограничена примерно по закону $1/f$ опасностью теплового пробоя.

Наиболее существенным фактором, сдерживающим получение больших выходных мощностей, является трудность отвода тепла из активной зоны полупроводниковых приборов и связанный с этим их перегрев.

На рис. 4.1 показана волноводная конструкция генератора миллиметрового диапазона длин волн. Генератор имеет волноводный выход 1, окно связи 2, винт регулировки связи 3, диод 4, подстроечный винт резонатора 5, резонатор 6, СВЧ-дроссель 7, вывод для подачи питания 8.

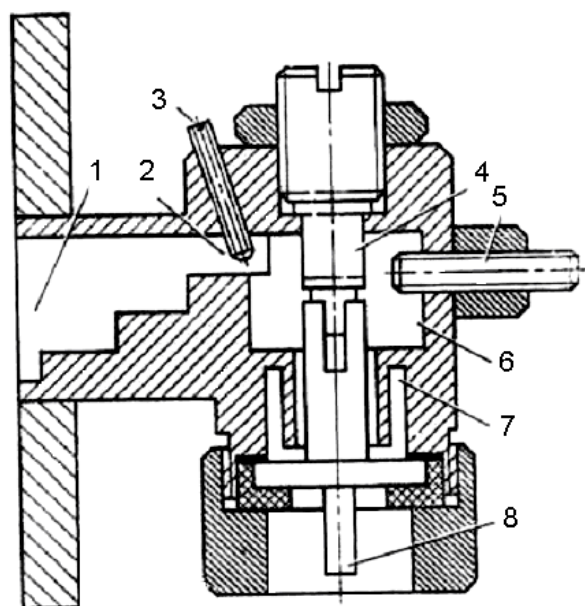


Рис. 4.1. Волноводная конструкция генератора

Таблица 4.1

Генераторы миллиметрового диапазона с фиксированной частотой

Марка	Диапазон частот, ГГц	Выходная мощность, мВт	Потребляемая мощность, В×мА
Генераторы на ЛПД			
FI4-OFI-350-42	35...42	250	45×150
FI4-OFI-420-550	42...55	150	40×150
FI4-OFI-550-750	55...75	100	30×150
	75...100	70	20×150
Генераторы на диодах Ганна			
FI4-OFG-350-550	35...55	50	0,7×7
FI4-OFG-550-750	55...75	40	0,7×7
FI4-OFG-750-	75...100	30	0,7×6

В табл. 4.1. приведены параметры некоторых генераторов миллиметрового диапазона длин волн, выпускаемых предприятиями России. В генераторах отсутствует электронная перестройка частоты. В небольших пределах (несколько процентов) частота может перестраиваться механически (например подстроечным штырем (см. рис. 4.1) или изменением напряжения питания.

4.3. Долговременная и кратковременная стабильность частоты генераторов

Воздействие внешних дестабилизирующих факторов и внутренних шумов активных приборов приводит к тому, что амплитуда и фаза выходного сигнала изменяются во времени:

$$\begin{aligned}w(t) &= w_0 + Aw_C(t); \\U(t) &= U_0 + AU_C(t),\end{aligned}$$

где w_0, U_0 – частота и амплитуда идеального генератора;

$Aw_C(t), AU_C(t)$ – случайные изменения частоты и амплитуды выходного сигнала генератора.

Различают медленные и быстрые изменения частоты выходного сигнала генератора:

$$w(t) = w_0 + Aw(t) + e(t)w_0,$$

где $w(t)$ – быстрые изменения частоты выходного сигнала генератора;

$e(t)$ – относительная (медленная) нестабильность частоты генератора за заданный период времени (час, сутки, месяц и т.п.).

Кратковременные изменения частоты рассматривают как паразитную шумовую частотную модуляцию выходного сигнала генератора, которая приводит к появлению в спектре выходного сигнала генератора частотно-импульсных спектральных составляющих с частотами $f \pm df$. В результате спектр сигнала, генерируемый генератором, состоит не из одной спектральной составляющей f_0 , а из огромного количества шумовых спектральных составляющих. Типовая спектральная плотность частотных шумов генерируемого сигнала приведена на рис. 4.2. Видно, что при увеличении отстройки от частоты несущего колебания $f = 1$ ГГц спектральная плотность мощности ЧМ-шумов уменьшается. Кратковременная стабильность частоты определяется для определенного значения отстройки от частоты несущего колебания:

$$P_{шчм. \partial \partial} = 10 \cdot \log (p_{шчм} / dFP_2), \quad (4.1)$$

где $P_{шчм}$ – мощность шумов в полосовом фильтре, отстроенном от частоты несущего колебания на некоторую частоту (например 50 кГц) и имеющем полосу пропускания dF (АЧХ фильтра, приведенная на рис. 4.2 штриховой линией, имеет полосу пропускания $dF = 0,00002$ ГГц, отстройку от несущей частоты $0,000050$ ГГц);

P_2 – мощность генерируемого сигнала.

В данном случае мощность частотных шумов будет определяться в дБ/Гц при отстройке от несущей частоты генератора на 20 000 кГц. Спектр реального генератора имеет как частотные, так и амплитудные шумы, поэтому уровень частотных шумов генератора измеряют на выходе

частотного детектора, а уровень амплитудных шумов генератора измеряют на выходе амплитудного детектора.

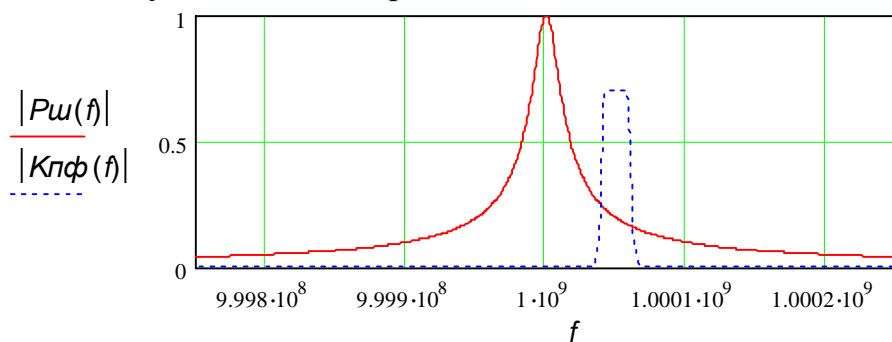


Рис. 4.2. Спектральная плотность частотных (фазовых) шумов генератора

- Спектральная плотность шумов генератора;
- АЧХ фильтра с полосой пропускания dF, измеряющего мощность шумов генератора

В цифровых системах передачи наличие фазовых шумов СВЧ-генератора приводит к случайным флуктуациям фазы модулированного сигнала. На рис. 4.3 показана типовая характеристика зависимости спектральной плотности фазовых шумов, измеренная на выходе фазового детектора.

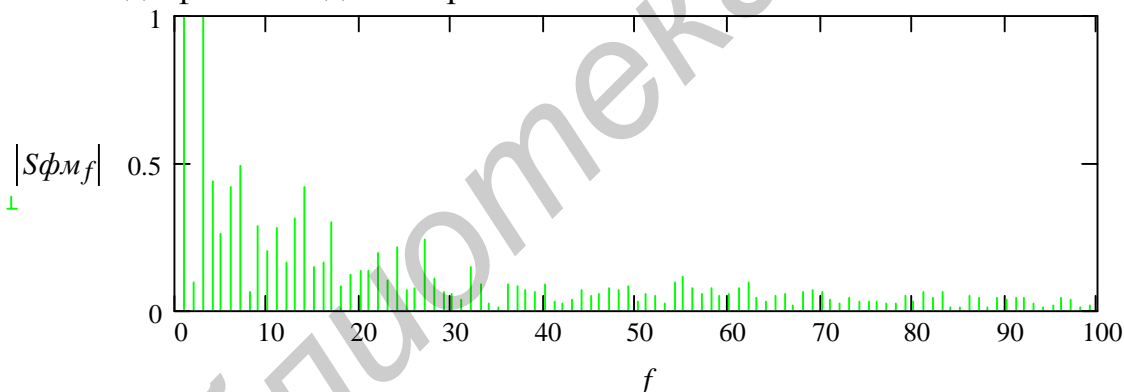


Рис. 4.3. Зависимость спектральной плотности фазовых шумов нестабилизированного СВЧ-генератора от расстройки от несущей (кГц)

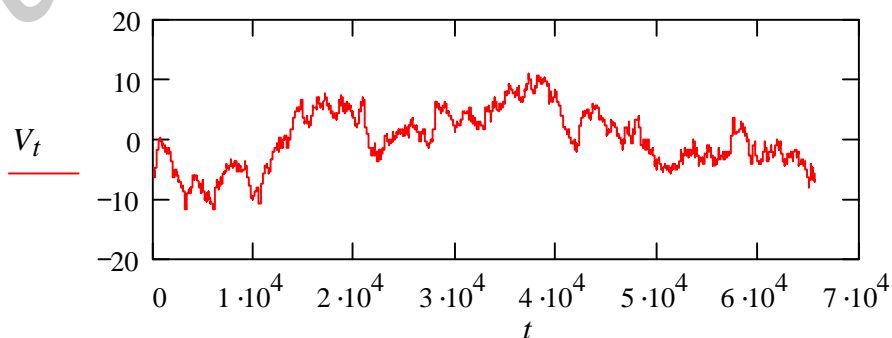


Рис. 4.4. Флуктуации фазы СВЧ-сигнала, обусловленные фазовыми шумами

На рис. 4.4 показаны флуктуации фазы СВЧ-сигнала, обусловленные фазовыми шумами СВЧ-генератора. Из рис. 4.4 видно, что флуктуации фазы рассматриваемого СВЧ-генератора достигают 10 градусов. В табл. 4.2 приведены допустимые значения фазовой ошибки для некоторых форматов КАМ. Из табл. 4.2 видно, что при фазовой ошибке более 4 градусов применение формата модуляции выше, чем 16 КАМ недопустимо, следовательно, для использования формата модуляции 64 КАМ и выше необходимо применение СВЧ-генераторов с более низким уровнем фазовых шумов.

Таблица 4.2
Допустимые значения фазовой ошибки для некоторых форматов КАМ

Фазовая ошибка (градусы)	4 КАМ, дБ	16 КАМ, дБ	64 КАМ, дБ
2	0,05	0,4	1,4
4	0,25	1,3	4,6
6	0,6	2,5	–
8	1	4,1	–

Спектральная плотность АМ-шумов СВЧ-генераторов значительно меньше спектральной плотности ФМ-шумов. Однако наличие АМ-шума может привести к ухудшению чувствительности радиоприемного устройства. Это обусловлено неидеальностью параметров смесителя. Идеальный смеситель должен выполнять математическую операцию перемножения сигналов, и, если амплитуда одного из сигналов равна нулю, то сигнал на выходе смесителя должен отсутствовать. Однако характеристики реальных смесителей отличаются от характеристики идеального перемножителя. Небалансный смеситель (см. рис. 3.3) является детектором для СВЧ-сигнала гетеродина. Если колебания гетеродина имеют АМ-шумы (паразитную амплитудную шумовую модуляцию), то на выходе смесителя выделится шумовой спектр (рис. 4.5).

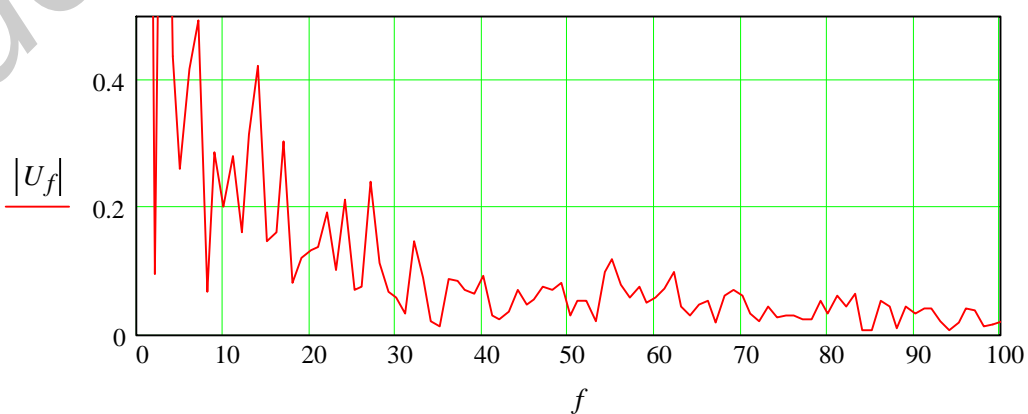


Рис. 4.5. Спектральная плотность АМ-шумов СВЧ-генератора (f выражено в кГц)

Из рис. 4.5 видно, что наличие АМ-шумов генератора приводит к тому, что при отсутствии полезного сигнала на выходе небалансного смесителя выделяется мощность АМ-шума СВЧ-генератора. Предположим, что значение промежуточной частоты системы равно 70 МГц. При отсутствии АМ-шумов генератора и наличии принимаемого сигнала на выходе смесителя имеется спектральная плотность теплового шума (значение которого всегда отлично от нуля, а спектральная плотность шума постоянна во всей полосе частот) и мощность полезного сигнала, спектральная составляющая 70 МГц (рис. 4.6).

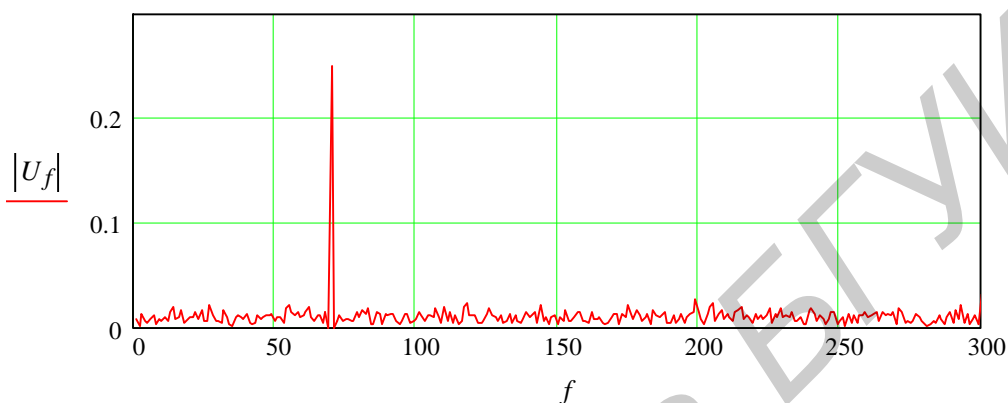


Рис. 4.6. Спектр сигнала и шума на выходе смесителя при отсутствии АМ-шумов СВЧ-генератора

При наличии АМ-шумов СВЧ-генератора к тепловым шумам небалансного смесителя добавляется мощность АМ-шумов СВЧ-генератора (рис. 4.7). Как видно из рис. 4.7, это приводит к значительному увеличению мощности суммарного значения шума и ухудшению отношения сигнал/шум. Если мощность АМ-шума значительно превышает мощность тепловых шумов смесителя, то коэффициент шума РПрУ определяется выражением

$$K_{ш} = 1 + S_{ам}/kT_0,$$

где $S_{ам}$ – спектральная плотность амплитудных шумов генератора;

$$kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц}.$$

Поэтому при малых значениях промежуточной частоты коэффициент шума приемного устройства может определяться мощностью АМ-шумов генератора. Для уменьшения влияния АМ-шумов СВЧ-генератора колебания СВЧ-генератора подают на вход смесителя через узкополосный резонатор, который уменьшает спектральную плотность АМ-шумов на входе смесителя.

Применение балансного смесителя ослабляет мощность амплитудных шумов на 20...30 дБ, что приводит к значительному улучшению чувствительности РПрУ при малых значениях промежуточной частоты.

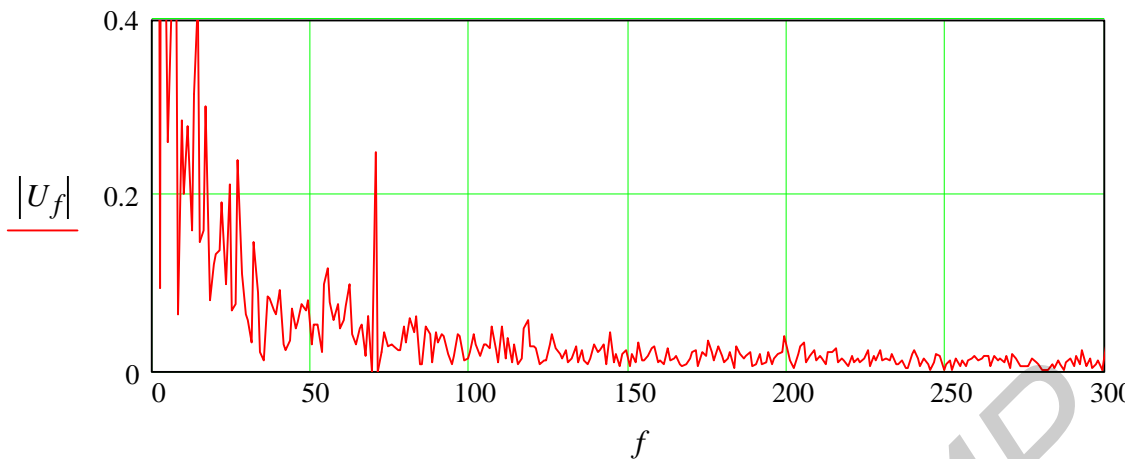


Рис. 4.7. Спектр сигнала и шума на выходе смесителя при наличии АМ-шумов СВЧ-генератора

4.4. Методы обеспечения высокой стабильности и перестройки частоты генераторов СВЧ

4.4.1. Обеспечение стабильности частоты неперестраиваемых генераторов

Рассмотрим влияние ФЧХ на стабильность частоты генератора. Для работы любого генератора необходимо выполнение баланса амплитуд и баланса фаз. Предположим, что ФЧХ усилителя ($V_{yc}(f)$) и цепи обратной связи ($V_{oc}(f)$) обычно определяются кривыми, приведенными на рис. 4.8. В этом случае условие баланса фаз $V_{yc}(f) + V_{oc}(f) = 0$ выполняется на частоте $f = 1$, при $V_{yc}(f) = 0$.

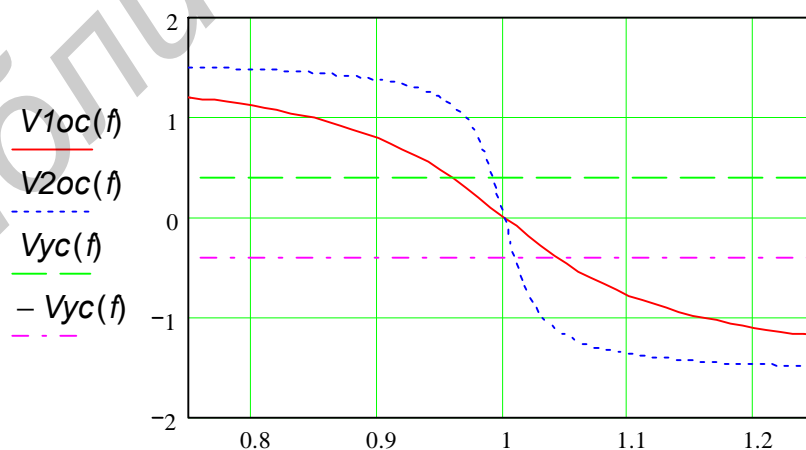


Рис. 4.8. ФЧХ усилителя и цепи обратной связи:
 — ФЧХ цепи обратной связи при добротности контура 10;
 ФЧХ цепи обратной связи при добротности контура 50;
 - - - ФЧХ усилителя при воздействии дестабилизирующих факторов

Предположим, что при воздействии дестабилизирующих факторов в усилителе возник дополнительный сдвиг фазы V_{yc} или $-V_{yc}$. Для выполнения условия баланса фаз частота генератора должна измениться и стать равной 1,01 при $Q=50$ и 1,05 при $Q=10$ (точки пересечения кривых $V1_{oc}(f)$ и $V2_{oc}(f)$ с прямой $V_{yc}(f)$ или $-V_{yc}$). Из рис. 4.3 видно, что увеличение крутизны ФЧХ приводит к уменьшению ухода частоты генератора. Поэтому для повышения стабильности частоты генераторов необходимо применение высокочастотных резонаторов. Значительные успехи, достигнутые в 90-е годы прошлого века в разработке и промышленном выпуске эффективных, мощных и малошумящих транзисторов, а также микроволновых монолитных схем на транзисторах, дали основу для создания транзисторных источников миллиметрового диапазона, удовлетворяющих высоким требованиям стабильности частоты при всех эксплуатационных воздействиях. Транзисторные частотно-стабилизированные источники в коротковолновой части сантиметрового и в миллиметровом диапазонах строятся на основе автогенераторов со стабилизирующими резонаторами с использованием низкочастотных высокостабильных автогенераторов и умножителей частоты.

4.4.2. Автогенераторы на полевых транзисторах

Для ПТШ характерны низкое напряжение питания и высокий КПД. По шумовым свойствам автогенераторы на ПТШ хуже генераторов на БТ, однако их рабочие частоты простираются до 100 ГГц, поэтому они получают все более широкое применение, особенно в полупроводниковых интегральных схемах. Малое значение внутренней обратной связи $S12$ современных ПТШ упрощает построение на них автогенераторов – необходимая положительная обратная связь создается внешней цепью, которая достаточно легко рассчитывается.

Автогенераторы на ПТШ могут быть построены по схеме с общим истоком (ОИ), общим стоком или общим затвором (ОЗ).

На рис. 4.9, а показана структурная схема автогенератора с общим истоком. Цепь обратной связи OC передает часть энергии колебаний с выхода транзистора на его вход, обеспечивая самовозбуждение. В простейшем случае это емкость, и для инверсии напряжения OC частотоподающий контур 1 в цепи затвора должен иметь индуктивную реакцию. Согласующая цепь 2, как и в усилителе, настроена на максимум выходной мощности. Через схемы развязки 3 подаются напряжения питания разных полярностей. Заземление истока создает оптимальные условия охлаждения транзистора, поэтому выходные мощности велики: до 1 Вт в диапазоне 10 ГГц при КПД 20...25 % и около 10 мВт на 25 ГГц при КПД порядка единиц процентов. Однако это в 2...4 раза меньше, чем мощность насыщения усилителя на том же транзисторе, что обусловлено трудностями

одновременного обеспечения фазовых и амплитудных условий самовозбуждения. Генераторы с общим истоком имеют небольшую полосу перестройки, ее расширение сдерживается конструктивным оформлением цепи обратной связи.

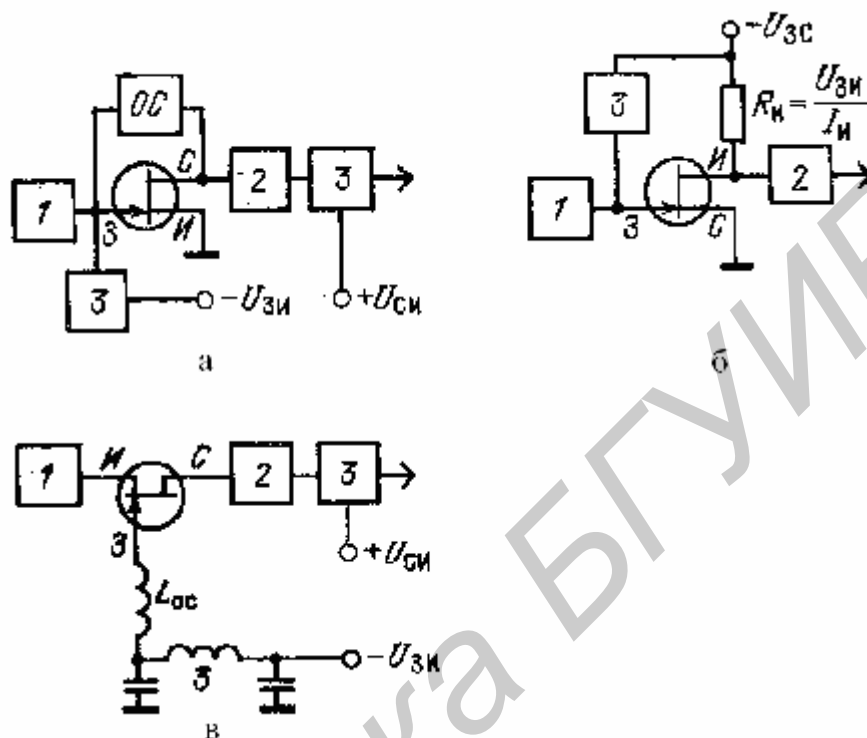


Рис. 4.9. Структурные схемы автогенераторов на ПТШ:

- а – схема с общим истоком; б – схема с общим стоком, перевернутое включение транзистора; в – схема с общим затвором;
- 1 – частотозадающий контур; 2 – согласующая цепь;
- 3 – схема развязки в цепи смещения

В схеме с общим стоком (рис. 4.9, б) применяют перевернутое включение транзистора – сток заземлен, поэтому условия охлаждения хорошие, КПД и выходная мощность высокие. Малое значение индуктивности общего электрода повышает стабильность работы схемы, уменьшает возможность генерации НЧ паразитных колебаний. Поскольку такая схема не инвертирует напряжение, внутренняя обратная связь с истока на затвор получается положительной в широком диапазоне настройки частоты, значение которой определяется частотозадающим контуром 1 в цепи затвора. Выходной импеданс мало влияет на частоту генерации, и согласующую цепь 2 выбирают из условия максимума выходной мощности. На исток и затвор подают отрицательное напряжение от однополярного источника или применяют автосмещение затвора за счет тока истока, подаваемого с резистора R_{II} через развязывающую цепь 3, как показано на рис. 4.9, б.

В схеме с общим затвором (рис. 4.9, в) обратная связь создается включением индуктивности L_{oc} в цепь затвора. Для обеспечения фазового условия самовозбуждения – инверсии напряжения OC – цепь истока 1

должна иметь емкостный характер, поэтому исток заземлить нельзя. Сток как выходной электрод также не заземлен, условия охлаждения транзистора плохие, отдаваемые мощности примерно на порядок меньше, чем для усилителей на тех же транзисторах. Преимущества схемы с *ОЗ* – ее большая широкодиапазонность и малые уровни ЧМ-шумов, особенно при использовании малошумящих транзисторов с коротким затвором. Питание схемы может осуществляться двухполярным источником через развязывающие цепи *З* или одним источником с автосмещением затвора за счет резистора, включенного в цепь истока.

Схемы автогенераторов можно разделить на перестраиваемые по частоте и неперестраиваемые. Последние могут быть без стабилизации частоты (с низкодобротной колебательной системой), со стабилизацией (с помощью высокодобротных объемных резонаторов, *ДР*, резонаторов на ПАВ или специальных схем АПЧ – ФАПЧ) и синхронизированы внешними высокостабильными колебаниями.

Для автогенераторов на ПТШ наибольший интерес представляет стабилизация диэлектрическими резонаторами, которые благодаря небольшим массогабаритным показателям легко термостатировать, получая нестабильность частоты до 10^{-6} .

На рис 4.10 приведена схема гетеродина приемника спутникового телевизионного вещания, собранного по схеме *ОИ* с включением в частотозадающую цепь затвора *ДР*, связанного с 50-омной МПЛ на поликоровой подложке, на которой смонтирован полупроводниковый кристалл размером 1,5 x 1,5 мм, включающий ПТШ и остальную часть схемы. Обратная связь осуществляется за счет емкости C_{oc} в цепи истока. Автосмещение на затвор подается с резистора R_{II} , включенного последовательно с развязывающей индуктивностью в виде четвертьволнового отрезка 100-омной линии. Цепь затвора нагружена согласованной нагрузкой – стабилизирующим резистором $R_{СТ}$ – для подавления генерации побочных колебаний и стабилизации режима работы. При нагруженной добротности *ДР* около 1000 на частоте 10,67 ГГц (собственная добротность равна 4700) и ТКЧ керамики $\pm 6 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ гетеродин имел температурную нестабильность 10^{-6} K^{-1} . В нем работал ПТШ с затвором 1X X300 мкм, отдавая 10 мВт колебательной мощности при токе стока 20 мА.

Использование термокомпенсированного *ДР* из двух дисков циркониевой керамики с разными знаками ТКЧ позволяет снизить температурную нестабильность автогенератора без термостирования до 10^{-7} K^{-1} , что сравнимо с системой кварцевый генератор–умножители частоты, и превосходит ее по простоте схемы, чистоте спектра, габаритным размерам, энергопотреблению, надежности и дешевизне. Генератор представляет собой гибридную интегральную схему на поликоровой подложке размером 25 x 12,5 мм с *ДР* в цепи *ОС* от стока на затвор. Пятью генераторами, отличающимися лишь размерами *ДР*, перекрывается диапазон 9...14 ГГц при

механической перестройке на 1...1,5 ГГц. В этих генераторах ПТШ с затвором 0,8 x 400 мкм отдает от 70 до 10 мВт мощности, потребляя 50 мА при напряжении 6 В.

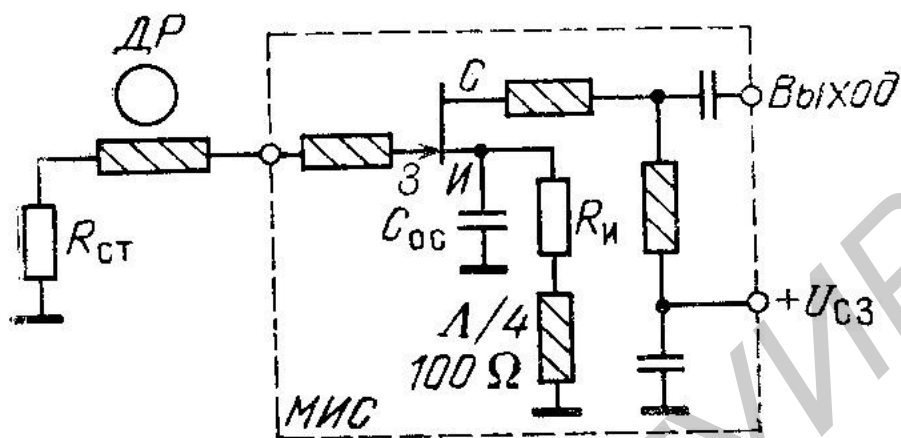


Рис. 4.10. Структурная схема высокостабильного гетеродина с ДР в цепи затвора (общий исток)

Стабилизируемые с помощью ДР автогенераторы перестраивают механически в пределах до $\pm 5\%$ путем изменения зазора между ДР и металлическим винтом.

Электронную подстройку генератора на ПТШ в небольших пределах (до одного процента) можно осуществить изменением отрицательного смещения на затворе, при этом подстройка близка к линейной, поскольку вольт-фарадная характеристика нелинейной емкости затвора на барьер Шоттки квадратична.

Перестраиваемые варакторами генераторы на ПТШ компактны, экономичны, полоса их перестройки достигает 40...50%. Известны генераторы диапазона 8...12 ГГц, в которых используются мощные ПТШ ($l_3=1$ мкм, $W_3=1,2$ мм), развивающие в усилителе 0,5 Вт на частоте 9 ГГц при $K_p = 5...6$ дБ. В схеме с общим стоком варактор включен в выходной контур, что позволило достигнуть диапазона электронной перестройки 8...11,5 ГГц при мощности генерации 210...100 мВт ($\eta \approx 17\%$). Если варактор включен в контур затвора, диапазон перестройки равен 8,2...13,2 ГГц, но мощность падает до 100...50 мВт. Недостатками перестраиваемых варактором генераторов являются заметная нелинейность перестроечной характеристики и сравнительно большой уровень АМ- и ЧМ-шумов из-за относительно низкой (около сотни) добротности варакторов. Наибольшие пределы электронной перестройки достигаются в генераторах с резонаторами на монокристалле феррита в виде сферы ЖИГ. Обычно используется широкополосная схема генератора с ОЗ, сфера охватывается петлей или полупетлей проводника в цепи истока (рис. 4.11, а) и выполняет функции частото задающего контура. Схема помещена в зазор электромагнита (рис. 4.11, б), создающего однородное магнитное поле H_0 в районе сферы,

соответствующее требуемой частоте генерации $f_2 = g_0 H_0$ ($g_0 \approx 0,0352$ МГц·А⁻¹·м⁻¹).

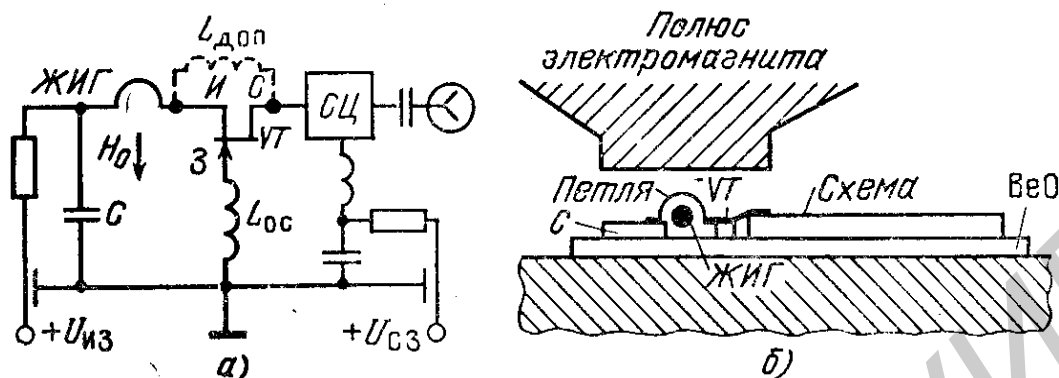


Рис. 4.11. Автогенератор, перестраиваемый сферой ЖИГ (общий затвор):
а – схема; б – фрагмент конструкции

Благодаря большой добротности сферы ЖИГ (до 8...10 тыс.), ЧМ-шумы генераторов значительно меньше, чем у ГДГ. Для расширения полосы перестройки до октавы или более включают дополнительную обратную связь со стока на исток – индуктивность $L_{доп}$ на рис. 4.11, а. С целью повышения скорости перестройки до сотен кГц с девиацией частоты до 50...100 МГц, например для осуществления ЧМ вблизи сферы ЖИГ, на подложке помещают дополнительную микрополосковую плоскую спиральную катушку малой индуктивности. Транзисторные генераторы на ЖИГ-резонаторах имеют высокую линейность перестройки (нелинейность до +0,05 %), типичное значение мощности генерации 5...20 мВт. Они широко применяются в гетеродинах панорамных приёмников, синтезаторах частоты и свип-генераторах диапазона 2...20 ГГц.

4.4.3. Перспективы создания генераторов со стабилизацией частоты при помощи высокодобротного резонатора

Известно, что величина фазового шума генератора зависит от трех основных факторов: добротности СВЧ-цепи, типа транзистора, определяющего собственные его шумы, от схемы построения генератора, определяющей способы включения активных и пассивных элементов в высокочастотную цепь, и, в конечном итоге, от результирующих энергетических, спектральных и диапазонных характеристик генератора. Имеется значительный разброс СВЧ-параметров диэлектрических резонаторов (ДР), разработанных в различных фирмах. Это связано как с выбором диэлектрического материала для резонатора, так и с уровнем технологии обработки поверхности резонатора и его сочленения с линиями передачи. Так, известные наибольшие величины собственных добротностей

цилиндрических $ДР$, возбуждаемых на основных типах волн H_{01} , E_{01} , составляют 20 000–30 000 на частотах 1...2 ГГц [7, 9], 6000...2000 в диапазоне 15–35 ГГц [7,8], 2000 на частоте 60 ГГц [3]. На более высоких частотах размеры $ДР$ оказываются малыми, что значительно затрудняет их изготовление и обработку поверхности; добротности резонаторов существенно уменьшаются и, в частности, в области частот 90...100 ГГц собственная добротность на основном типе колебаний не превышает 500...600.

В связи с этим значительный интерес приобретают исследования по увеличению добротности диэлектрических резонаторов. Известным решением, позволяющим увеличить размеры $ДР$ и его добротность является возбуждение резонатора на типе колебаний WGM . В этом режиме работы изменение размера резонатора (например при воздействии дестабилизирующих факторов), практически не влияет на резонансную частоту, что обеспечивает высокую долговременную стабильность генератора. При этом добротность резонатора может достигать 290 000 на резонансной частоте 4,85 ГГц. Нагруженная добротность достигает 60 000. Это позволило создать генераторы с очень малым уровнем фазовых шумов – 153 дБ/Гц/10 кГц и 130 дБ/Гц при отстройке от несущей на 1 кГц. Особенностью режима WGM является наличие большого количества резонансных частот, что вообще характерно для многомодовых резонаторов. Для устранения этого недостатка последовательно с WGM -резонатором включается диэлектрический резонатор, имеющий добротность $Q \approx 1000$, что позволяет исключить перескоки частоты генератора (рис. 4.12).

Создание таких высокодобротных резонаторов для построения высокостабильных источников СВЧ, несомненно, является перспективным направлением. Однако в настоящее время в литературе очень мало данных о построении генераторов на $ДР$ с этим типом колебаний в диапазоне частот $f > 5$ ГГц. Одна из трудностей применения $ДР$ на колебаниях WGM связана, по-видимому, с большим числом резонансных частот, расстояние между которыми уменьшается при увеличении добротности.

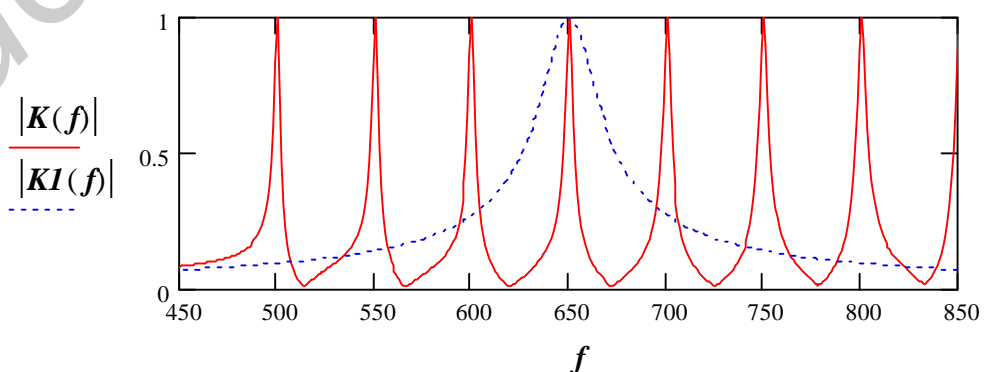


Рис. 4.12. АЧХ резонаторов:
 — АЧХ WGM резонатора;
 ---- АЧХ низкодобротного резонатора

Сравнение фазовых шумов транзисторных генераторов и стабилизированных генераторов на диодах Ганна (ГДГ) показывает, что при использовании высокочастотных объемных резонаторов в интервале частот 30...110 ГГц стабилизированные ГДГ имеют фазовые шумы на 30...50 дБ меньше, чем транзисторные генераторы. Это, несомненно, свидетельствует о том, что частотно-стабилизированные автогенераторы на диодах Ганна с объемными резонаторами остаются вне конкуренции в миллиметровом диапазоне волн в тех случаях, когда требуется высокая стабильность частоты и минимальные фазовые шумы. Однако несомненным достоинством транзисторных генераторов является их монолитно- или гибридно-интегральное исполнение, при котором реализуются минимальные габариты и стоимость, что в ряде применений имеет решающее значение.

В коротковолновой части сантиметрового диапазона и миллиметровом диапазоне в СВЧ-систему транзисторного генератора включается высокочастотный стабилизирующий резонатор и цепь положительной обратной связи.

На рис. 4.13 приведены известные схемы частотно-стабилизированных транзисторных автогенераторов, использующих диэлектрические резонаторы. На рис. 4.13 приведена эквивалентная схема малошумящего генератора в области 6 ГГц на GaAs полевом транзисторе с диэлектрическим резонатором [1]. В этом генераторе цилиндрический диэлектрический резонатор 1 связан с микрополосковой линией 2, включенной в цепь стока транзистора 3. Внешняя положительная обратная связь осуществлена цепью 4, включающей элементы микрополосковых линий и конденсатор. Резонатор выполнен из керамической пластины BaO-TiO, его собственная добротность равна 4000. Введение в высокочастотную цепь DP позволило уменьшить уровень фазового шума на 30 дБ по сравнению с нестабилизированным генератором. На рис. 4.13 представлена эквивалентная схема частотно-стабилизированного генератора на GaAs полевом транзисторе с диэлектрическим резонатором в цепи обратной связи [2]. Диэлектрический резонатор 1 установлен между двумя микрополосковыми линиями МП-1 и МП-2, присоединенными к стоку и к затвору транзистора 2 соответственно. На высоких частотах линии МП-1 и МП-2 нагружены на омические сопротивления, величины которых близки к характеристическим значениям. Полезная нагрузка генератора присоединена к микрополосковой линии МП-3 в цепи истока. В X-диапазоне достигнутая температурная нестабильность частоты равна ± 150 кГц в интервале температур минус 20...плюс 60°C. В области частот 11,5...12,5 ГГц внешняя добротность генератора $Q_{вн} = 1000$. Для улучшения параметров генераторов необходимо дальнейшее увеличение добротности резонатора.

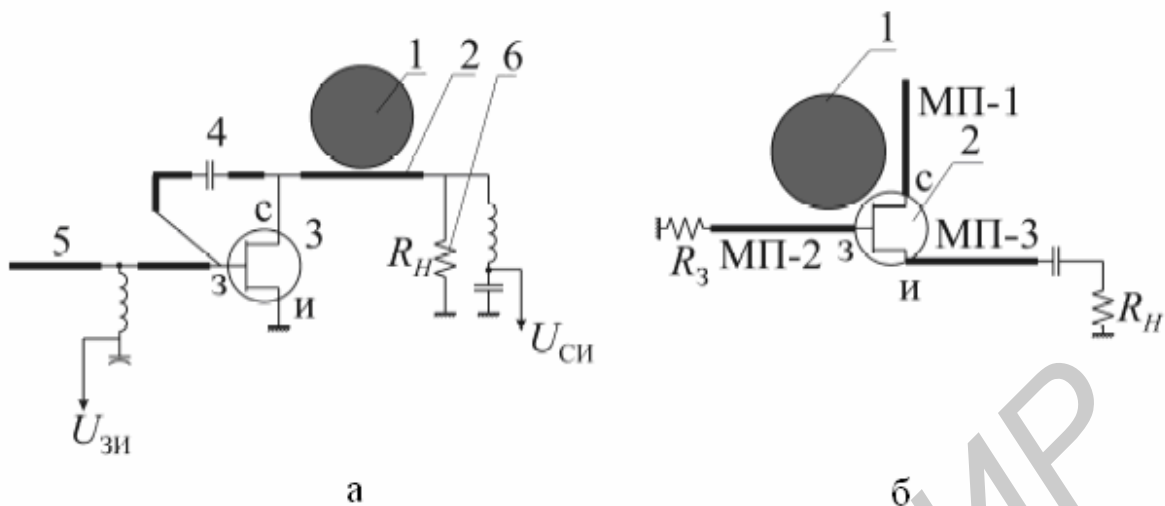


Рис. 4.13. Эквивалентная схема высокочастотной цепи частотно-стабилизированного автогенератора:
 а – с диэлектрическим резонатором в линии вывода мощности;
 б – с диэлектрическим резонатором в цепи обратной связи

4.4.4. Генераторы с применением умножителей частоты

Высокие стабилизационные, спектральные и энергетические характеристики транзисторных автогенераторов сантиметрового диапазона стимулировали построение источников миллиметрового диапазона на основе умножения частоты. Такие источники, включающие низкочастотный транзисторный автогенератор, умножитель частоты и при необходимости усилительные каскады, могут быть построены в интегральном исполнении. Они характеризуются уровнем фазового шума более низким, чем у существующих транзисторных автогенераторов миллиметрового диапазона, а также минимальными массогабаритными параметрами и низкой стоимостью (при крупносерийном производстве) [3, 8].

Спектральную плотность мощности фазового шума сигнала на выходе умножителя частоты можно оценить как $W_{j\ out}(f_2) = W_{j\ in}(f_1) \cdot N_{\Sigma}^2$, $N_{\Sigma} = f_2 / f_1$. На рис. 4.14 приведены результаты оценок фазового шума, достижимого в результате умножения частоты исходного стабильного генератора в N_{Σ} раз. Следует отметить, что это результаты, соответствующие серийно выпускаемым стабильным автогенераторам с ДР. Для сопоставления результатов умножения частоты с достижимыми уровнями фазового шума транзисторных и диодных автогенераторов на рис. 4.14 приведены также линии Б, С, Д. Анализ рис. 4.14 позволяет провести указанное сопоставление спектральных характеристик, из которого следует:

- умножение частоты стабильных источников сантиметрового диапазона позволяет получить сигналы в миллиметровом диапазоне волн с

фазовыми шумами существенно меньшими, чем у транзисторных автогенераторов на основной частоте;

– при коэффициенте преобразования частоты $N \geq 16$ и значениях исходных частот $f_1 \leq 6$ ГГц можно ожидать, что в области частот $f_2 = 30 \dots 100$ ГГц фазовый шум выходного сигнала умножителя частоты оказывается близким и даже меньшим, чем у генератора на диоде Ганна, стабилизированного объемным резонатором. Можно полагать, что указанное обстоятельство и определило широкое распространение высокостабильных источников миллиметрового диапазона, выполненных на основе умножителей частоты в монолитно-интегральном исполнении.

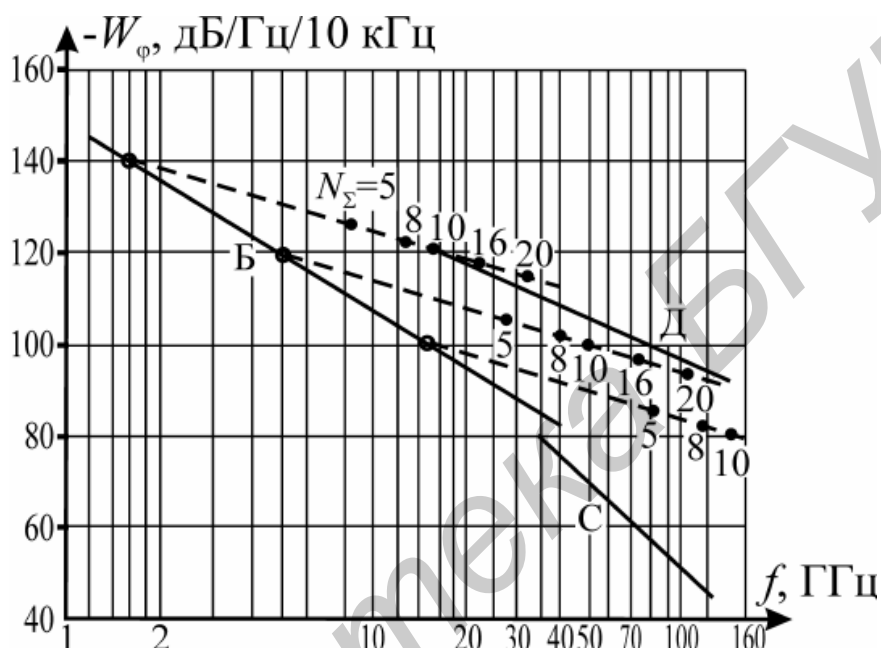


Рис. 4.14. Теоретические оценки частотных зависимостей фазового шума $W_j(f)$, достижимого в результате умножения частоты исходного стабильного автогенератора в N_Σ раз:

- линии Б, С – зависимости $W_j(f)$ для исходных транзисторных автогенераторов, определенные экспериментально;
- линия Д – зависимость $W_j(f)$ для автогенераторов на ДГ со стабилизирующим объемным резонатором

Пунктирные линии $W_j(f, N_\Sigma)$ – зависимости $W_j(f)$ для частоты, умноженной в N_Σ раз, при различных исходных генераторах.

Рассмотрим принципы построения и основные характеристики двух классов таких источников, нашедших применение в настоящее время. Первый класс представляет собой цепочку варакторных удвоителей частоты и транзисторных усилителей, компенсирующих потери при умножении

частоты [4]. Второй класс источников основан на применении преобразователей частоты высокой кратности, выполненных на ЛПД [5].

В первом классе источников варакторные умножители и усилительные каскады выполняются в монолитно- или гибридно-интегральном исполнении. Количество удвоителей N в цепочке определяется требуемым коэффициентом умножения частоты $N_{\Sigma} = f_{out} / f_{in} = 2^N$. Если за каждым ва-ракторным удвоителем следует усилительный каскад, как это сделано в [4], потери преобразования в каждом i -м удвоителе L_i компенсируются усилением G_i i -го усилительного каскада, т.е. $L_i \cdot G_i = 1$, то входная и выходная мощности удвоительно-усилительной цепочки будут равны, т.е. $P_{in} = P_{out}$. Если КПД каждого усилительного каскада один и тот же и равен h_i , КПД низкочастотного источника равен h_s , то полная мощность источников питания, необходимая для функционирования преобразователя частоты, равна

$$P_{0tot} = P_{out} \left[\frac{1}{h_s} + \frac{N}{h_i} \right]. \quad (4.2)$$

Построение данного умножителя частоты, осуществленное в интегральном исполнении в составе приемопередающего устройства для автомобильного радара [23], показало реализуемость этого прибора в минимальных габаритах; весь приемопередающий модуль совместно с автогенератором с частотной стабилизацией при помощи ДР, с цепочкой варакторных удвоителей частоты и усилителей при $N = 3$ выполнен на одном чипе, размеры которого равны 10,16×16,7 мм.

Второй класс стабилизированных источников миллиметрового диапазона действует на основе общих принципов радиоимпульсного преобразования частоты, изложенных в [11]. В преобразователях частоты этого класса лавинно-пролетный диод с уменьшенной протяженностью области пролета включается в ВЧ-цепь низкочастотного стабилизированного генератора и одновременно включается в цепь источника постоянного тока. Отношение мощностей на выходе и входе преобразователя частоты пропорционально коэффициенту преобразования частоты N_s и приближенно можно принять $P_{in} / P_{out} \approx kN_s$, где $k \geq 1,3$. Если мощность постоянного тока питания умножительного диода равна P_0 , КПД низкочастотного источника опорного стабилизированного сигнала равен h_s , полная мощность питания рассматриваемого преобразователя равна

$$P_{tot} = P_0 + \frac{kN_{\Sigma} P_{out}}{h_s}. \quad (4.3)$$

Даже при отсутствии мощности постоянного тока питания ($P_0 = 0$) можно видеть, что потребляемая мощность умножителями первого класса значительно меньше, чем у второго класса. Так, при $P_0 = 0$, одинаковых КПД источников питания усилителей и генераторов высокой частоты в цепи

опорного сигнала $h_s = h_i$ и одинаковых уровнях мощности преобразованного высокочастотного сигнала P_{out} умножители частоты первого класса требуют для работы мощность питания в $K = \frac{kN_{\Sigma}}{1+N}$ раз меньшую, чем преобразователи второго класса. При $N_s \geq 16$ $K > 4$. Учет непрерывной мощности питания ЛПД существенно увеличивает K . Например, умножитель частоты WR-10, разработанный в НИИ «Орион», с коэффициентом преобразования $N_s = 15$ и выходной мощностью 30 мВт требует для своего функционирования входную мощность опорного сигнала $P_{in} = 1$ Вт и непрерывную мощность питания $P_0 \approx 4$ Вт; при КПД генератора опорного сигнала $h_s = 0,3$ полная потребляемая мощность равна $P_{0s} \approx 7$ Вт. При таких же параметрах выходного сигнала и $N_s = 16$ в умножителе первого класса и КПД транзисторных усилителей и генератора опорного сигнала $h_i = h_s = 0,2$ полная потребляемая мощность $P_{0\Sigma} = 750$ мВт. Таким образом, отношение потребляемых мощностей в рассматриваемых классах умножителей частоты $K \geq 9$. В соответствии с теоретическими оценками [7] приведенное соотношение мощностей может быть улучшено примерно в 1,5–2 раза при формировании низкочастотного опорного сигнала на электродах ЛПД, приближающегося по форме к меандру. Представляется, что это решение может быть реализовано при создании источника опорного сигнала на полевом транзисторе, работающем в классе Б, и установке этого источника совместно с умножительным ЛПД в одной микрополосковой линии при минимальном расстоянии между ними.

Литература

1. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи / Л. Г. Гасанов [и др.]. – М. : Радио и связь, 1988.
2. Приёмопередающие СВЧ-модули для телекоммуникационной аппаратуры миллиметрового диапазона волн / С. Б. Мальцев [и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы XII Международной конференции КрыМиКо, сентябрь 2002. – Севастополь: Вебер, 2002. С. 107-110.
3. Sun Zhong-Liang, Chen Ning. Dielectric-resonator-stabilized second harmonic Ka-band microstrip Gunn oscillator. IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest. 1987, pp. 677-680.
4. Gresham, N.Jain, T.Budka et al. A Compact manufacturable 76–77 GHz radar module for commercial ACC applications. IEEE Transactions on MTT-S. 2001, vol. 49, no. 1, pp. 44-58.
5. P. Rolland, J. Waterkowski, E.Constant, G. Salmer. New model of operation for avalanche diodes. IEEE Transactions on MTT-S. 1976, vol. 24, no. 11, pp. 768–775.
6. H.Abe. A GaAs MESFET self-bias mode oscillators. IEEE Transactions on MTT. 1986, vol. 34, no. 1, pp. 167–172.
7. Касаткин, Л. В. Радиоимпульсное преобразование частоты на лавинно-пролетных диодах. Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2002, том 45, № 1, с. 39–46.
8. Л. В. Касаткин. Частотно стабилизированные полупроводниковые источники электромагнитных колебаний миллиметрового диапазона волн. 2. Транзисторные источники. Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2004, том 47, № 7, с. 3–18.
9. D.James, G.Painchaud et al. Stabilized 12 GHz MIC oscillators, using GaAs FET'S. Proceedings 5-th European Microwave Conf. 1975, pp. 296–300.
10. Муравьев, В. В. СВЧ-технологии в системах телекоммуникаций : учебно-метод. пособие по дисц. «Спутниковые и радиорелейные системы передачи» для студ. спец. I-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций», I-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» всех форм обуч. В 3 ч. ч.1: Направляющие системы передачи и пассивные компоненты диапазона СВЧ / В. В. Муравьев, С. А. Корневский, В. Н. Мищенко. – Минск : БГУИР, 2007. – 72 с.
11. Касаткин, Л. В. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых длин волн / Л. В. Касаткин, В. Е. Чайка. – Севастополь : Вебер, 2006.–319 с.

Учебное издание

Муравьев Валентин Владимирович
Корневский Святослав Александрович
Мищенко Валерий Николаевич

СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Учебно-методическое пособие

по дисциплине

«Спутниковые и радиорелейные системы передачи»

для студентов специальностей

I-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»,

I-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»

всех форм обучения

В 3-х частях

Часть 2

Устройства СВЧ-систем телекоммуникаций (усилители, смесители, генераторы)

Редактор Н. В. Гриневич
Корректор М. В. Тезина

Подписано в печать
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 4,4.

Формат 60x84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 150 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л.
Заказ 131.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0056964 от 01.04.2004. ЛП №02330/0131666 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6