Boxoft Image To PDF Demo. Purchase from www.Boxoft.com to remove the watermark

Л. А. Белов

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА. ФОРМИРОВАНИЕ СТАБИЛЬНЫХ ЧАСТОТ И СИГНАЛОВ

УЧЕБНИК ДЛЯ БАКАЛАВРИАТА И МАГИСТРАТУРЫ

2-е издание, переработанное и дополненное

Рекомендовано Учебно-методическим отделом высшего образования в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по инженерно-техническим направлениям

Книга доступна в электронной библиотечной системе biblio-online.ru

Москва ▪ Юрайт ▪ 2019

УДК 621.37+621.396(075.8)
ББК 32.841я73
Б43

***Автор*:**

Белов Леонид Алексеевич — профессор, кандидат технических наук, профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов Института радиотехники и электроники имени В. А. Котельникова Национального исследовательского университета Московского энергетического института.

***Рецензенты*:**

Пестряков А. В. — доктор технических наук, профессор, декан факультета «Радио и телевидение», заведующий кафедрой радиооборудования и схемотехники Московского технического университета связи и информатики;

Шахтарин Б. И. — профессор, доктор технических наук, профессор кафедры автономных информационных и управляющих систем факультета специального машиностроения Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана.

Белов, Л. А.

Б43 Радиоэлектроника. Формирование стабильных частот и сигналов : учебник для бакалавриата и магистратуры / Л. А. Белов. — 2-е изд., пер. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2019. — 229 с. — (Серия : Бакалавр и магистр. Академический курс).

ISBN 978-5-534-09062-8

Изложены основы теории сигналов, представлены принципы построения аналоговых и цифровых устройств формирования радиосигналов с чистым спектром и прецизионно низким уровнем фазового шума, синтезаторов гармонических колебаний с точными значениями средней частоты, сетки переключаемых дискретных частот, модулированных колебаний почти синусоидальной формы. Показаны структуры устройств формирования периодических колебаний негармонической формы. Представлен обзор лучших моделей микросхем, узлов и устройств формирования сигналов, предлагаемых на мировом рынке электронных компонентов.

Второе издание дополнено совершенно новыми в отечественной учебной литературе разделами формирования сложных сигналов для радионавигации, построения усилителей мощности модулированных сигналов с высокой энергетической эффективностью и малыми интермодуляционными искажениями, устройств формирования квазипериодических колебаний с ангармонизмом множества обертонов сопоставимого уровня, представлены перечни доступной обучающимся современной русскоязычной литературы по всем разделам.

Соответствует актуальным требованиям Федерального государственного образовательного стандарта высшего образования.

Для студентов высших учебных заведений, обучающихся по радиотехническим специальностям. Может быть полезен преподавателям и специалистам, повышающим квалификацию в области формирования и обработки сигналов.

УДК 621.37+621.396(075.8)
ББК 32.841я73

Delphi Law Company

Все права защищены. Никакая часть данной книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме без письменного разрешения владельцев авторских прав. Правовую поддержку издательства обеспечивает юридическая компания «Дельфи».

ISBN 978-5-534-09062-8

© Белов Л. А., 2005
© Белов Л. А., 2018, с изменениями
© ООО «Издательство Юрайт», 2019

Оглавление

Список обозначений **5**
Список сокращений **7**
Предисловие **9**
Глава 1. Характеристики сигналов **12**
1.1. Терминология и классификация 12
1.2. Основные параметры сигнала 22
1.3. Погрешности формирования сигнала 25
1.4. Форма спектральной линии опорного колебания 26
1.5. Виды и параметры модулированных колебаний 28
Контрольные вопросы 37
Глава 2. Источники опорных колебаний **38**
2.1. Виды и параметры источников опорных колебаний 38
2.2. Стандарты частоты и времени 42
2.3. Автогенераторы со стабилизацией частоты по кварцу 44
2.4. Тактовые генераторы 49
2.5. Источники опорных колебаний сверхвысокочастотного диапазона 51
Контрольные вопросы 53
Глава 3. Функциональные узлы синтезаторов сигналов **55**
3.1. Управляемые по частоте автогенераторы 55
3.2. Широкополосные усилители 68
3.3. Умножители и делители частоты 70
3.4. Смесители частот 79
3.5. Фазовые и частотные дискриминаторы 88
3.6. Частотные фильтры 92
3.7. Узлы управления фазой и задержкой сигнала 98
3.8. Цифровые узлы синтезаторов и устройств формирования 101
Контрольные вопросы 102
Глава 4. Цифровые вычислитеные синтезаторы **104**
4.1. Принципы построения синтезаторов стабильных частот 104
4.2. Структурная схема ЦВС 107
4.3. Функциональные возможности ЦВС 111
4.4. Методы снижения погрешностей и повышения рабочей частоты 113
4.5. Интегральные ЦВС 119
Контрольные вопросы 122

Глава 5. Синтезаторы стабильных частот с системой ФАПЧ 123
5.1. Синтезаторы стабильных частот на основе фильтрации составляющих 123
5.2. Элементы теории систем ФАПЧ 128
5.3. Качество выходного сигнала 141
5.4. Выбор параметров системы ФАПЧ 146
5.5. Расширение функциональных возможностей синтезаторов частот ... 147
5.6. Интегральные синтезаторы сетки частот 151
Контрольные вопросы 159

Глава 6. Формирование модулированных колебаний со стабильными параметрами 160
6.1. Требования к параметрам сигналов 160
6.2. Формирование ЧМ-колебаний со стабильной несущей частотой 161
6.3. Стабилизация параметров модуляции 166
6.4. Формирование сигналов с фазовой манипуляцией 174
6.5. Модуляторы сигналов с манипуляцией частоты 178
Контрольные вопросы 180

Глава 7. Формирование сложных и сверхширокополосных сигналов 181
7.1. Классификация сложных сигналов 181
7.2. Синтез сложных сигналов суммированием простых 183
7.3. Использование порождающей динамической системы 190
7.4. Аппроксимация на частичных отрезках времени 195
7.5. Синтезаторы звуковых сигналов 200
Контрольные вопросы 208

Глава 8. Материалы, добавленные при подготовке 2-го издания 209
8.1. Обеспечение электромагнитной совместимости при формировании радиосигналов 209
8.2. Усиление мощности модулированных СВЧ-сигналов с высокой энергетической эффективностью и низким уровнем интермодуляционных искажений 213
8.3. Сигналы несинусоидальной формы с ангармонизмом обертонов 219
Контрольные вопросы 223

Список литературы 224

Дополнительная литература 225

Новые издания по дисциплине «Формирование и передача сигналов» и смежным дисциплинам 229

Список обозначений

f — комплексная амплитуда n-й гармоники
$S(f)$ — комплексный спектр
$u(t)$ — сопряженный по Гильберту сигнал
$z(t)$ — аналитический сигнал
A_0 — постоянная составляющая
A_n — амплитуда n-й гармоники
B — скорость передачи символов
B_c — база сигнала
E — энергия сигнала
d_k — значение бита на k-м интервале
$e(t)$ — сигнал
f_0 — несущая частота
$F_в$, $F_н$ — верхняя и нижняя граничные значения полосы частот
$F_и$ — частота следования информационных символов
$f_п$ — частота повторения сигнала
$I(t)$ — синфазная составляющая модулирующего сигнала
k — номер отсчета
k_P — пик-фактор мощности
n — номер гармоники (обертона)
$П_с$ — занимаемая сигналом полоса частот
$P_{ср}$ — средняя мощность
P_{max} — максимальная мощность
$Q(t)$ — квадратурная составляющая модулирующего сигнала
$S_P(f)$ — спектральная плотность мощности
t — текущее время
$T_н$ — время наблюдения
$T_п$ — период сигнала
$T_с$ — длительность сигнала
$u(t)$ — высокочастотный радиосигнал
U_0 — амплитуда опорного сигнала
$\phi_п(t)$ — ступенчатая кодирующая функция изменения фазы
$\varepsilon(t)$ — вариация фазы
$\mu(t)$ — вариация амплитуды
$\varphi(t)$ — текущая фаза
φ_n — начальная фаза n-й гармоники
Δ — девиация фазы
$\delta(t)$ — импульсная функция
φ_k — начальная фаза на k-м интервале

$v(t)$ — вариация частоты
τ — период следования символов
$\tau_д$ — интервал дискретизации
$\tau_и$ — период следования информационных символов
$\omega(t)$ — мгновенная круговая частота
$\left|\dot{S}(f)\right|$ — амплитудный спектр

Список сокращений

Сокращение	Расшифровка	Англоязычный эквивалент
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика	*Amplitude Frequency Characteristic, AFC*
БПФ	Быстрое преобразование Фурье	*Fast Fourier Transform, FFT*
ВОЛС	Волоконно-оптическая линия связи	*Line Fiber Optic, LFO*
ГВЗ	Групповое время запаздывания	*Group Delay, GD*
ГУН	Генератор, управляемый напряжением	*Voltage Controlled Oscillator, VCO*
ДМВ	Дециметровые волны	*DeciMetric Waves, DMW*
ЖИГ	Железо-иттриевый гранат	*Yttrium Iron Garnet,YIG*
ИМИ	Интермодуляционные искажения	*Intermodulation Distortion, IMI*
КАМ	Кодо-амплитудная модуляция	*Quadrature Amplitude Modulation, QAM*
КВЧ	Крайне высокая частота	*Extremely High Frequency, BHF*
КПД	Коэффициент полезного действия	*Power Added Efficiency, PAE*
ЛБВ	Лампа бегущей волны	*Traveling Wave Tube, TWT*
ЛЗ	Линия задержки	*Delay Line, DL*
ЛЧМ	Линейная частотная модуляция	*Ohirp modulation, Sweep*
ММС	Манипулированный по частоте с минимальным сдвигом сигнал	*Minimal Shift Keying, MSK*
МШС	Меандровый шумоподобный сигнал	*Bynary offset carrier modulated signal, BOC*
ОАВ	Объемная акустическая волна	*Bulk Acoustic Wave, BAW*
ОГ	Опорный генератор	*Reference Oscillator, RO*
ОНЧ	Очень низкая частота	*Very low frequency, VLF*
ОЭГ	Оптоэлектронный генератор	*Opto-Electronic Oscillator, OAO*
ПАВ	Поверхностная акустиче ская волна	*Surface Acoustic Waves, SAW*
ПИМ	Пассивная интермодуляция	*Passive InterModulation, PIM*

Окончание таблицы

Сокращение	Расшифровка	Англоязычный эквивалент
ПЗФ	Полосно-заграждающий фильтр	*Band-stop Filter (BSF), Noch-filter*
ПФМ	Пик-фактор мощности	*Pover Average Peak Ratio, PAPR*
СВЧ	Сверхвысокая частота	*Super High Frequency, SHW, Microwave*
СКО	Среднее квадратическое отклонение	*Average*
СМН	Сигнал со многими ортогональными несущими и частотным разделением каналов	*Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM*
СПМ	Спектральная плотность мощности	*Power Spectral Density, PSD*
СЧ	Синтезатор частот	*Frequency Synthesizer, FS*
СШП	Сверхширокая полоса (частот)	*Ultra Wide Band, UWB*
ТГЧ	Терагерцовые частоты	*Terahertz, THz*
ТКЧ	Температурный коэффициент частоты	*Drift Rate with Temperature, DRT*
УВЧ	Ультравысокая частота	*Ultra High Frequency, UHF*
ФАПЧ	Фазовая автоматическая подстройка частоты	*Phase Locked Loop, PLL*
ФВЧ	Фильтр верхних частот	*High-Pass Filter, HPF*
ФМ-2	Двухпозиционная фазовая манипуляция	*Binary Phase-Shift Keying, BPSK*
ФНЧ	Фильтр нижних частот	*Low-Pass Filter, LPF*
ФШ	Фазовый шум	*Phase Noise, PN*
ЦАП	Цифроаналоговый преобразователь	*Digital-to-Analog Converter, DAC*
ЦВС	Цифровой вычислительный синтезатор	*Direct Digital Synthesizer, DDS*
ЧМн	Частотная манипуляция	*Frequency Shift Keying, FSK*
ЧФД	Частотно-фазовый детектор	*Phase Frequency Detector, PFD*
ШПС	Широкополосный сигнал	*Wide Band Signal, WBS*
ЭМС	Электромагнитная совместимость	*ElectroMagnetic Compatibility, EMC*

Предисловие

Количество и сложность знаний и умений, которыми должен овладеть специалист по электронной технике, радиотехническим устройствам и системам за время обучения, нарастает такими темпами, что для понимания ключевых процессов в информационных системах возникла необходимость усвоения всей этой системы знаний с единых позиций.

Особенность техники синтеза сигналов с высокой фазовой и частотной стабильностью состоит в том, что при прецизионно высоких требованиях к чистоте спектра выходного сигнала невозможно решить поставленные задачи с помощью простых технических решений, направленных на улучшение частотной фильтрации выходного сигнала. Известно множество вариантов технико-экономических и технологических решений для построения устройств синтеза и критериев их сопоставления, поэтому без детального овладения методами анализа отдельных компонентов и синтезирующего структурного подхода невозможно даже правильное понимание функционирования готовых устройств, созданных сторонними производителями, а тем более затруднено проектирование новых изделий с улучшенными характеристиками. Поэтому в данной книге значительное внимание уделено именно вопросам архитектуры устройств синтеза и структурным решениям, направленным на преодоление тех или иных ограничений.

Материал основан на опыте разработки курсов лекций по близкой тематике, читаемых автором в течение более чем 30 лет в Институте радиотехники и электроники Национального исследовательского университета «Московский энергетический институт» (НИУ «МЭИ»), участия в разработке и испытаниях устройств синтеза стабильных частот и формирования сигналов для бортовой спутниковой радиоэлектронной аппаратуры.

Первое издание книги вышло в свет в 2005 году в Образовательно-издательском центре «Академия», но благодаря фундаментальности изложения в настоящее время сохраняется востребованность материала для обучения молодых кадров в области современной радиоэлектроники и повышения квалификации действующих специалистов. При подготовке второго издания заново написаны разделы, учебные материалы по которым отсутствуют в русскоязычной литературе. В них рассматривается формирование современных сложных радионавигационных сигналов с учетом требований электромагнитной совместимости; вакуумные и твердотельные устройства генерирования мощных моду-

лированных СВЧ-сигналов, работающие вблизи насыщения с высокой энергетической эффективностью при наличии паразитных амплитудно-фазовых преобразований и с низким уровнем интермодуляционных искажений; а также синтез сигналов несинусоидальной формы с высокой стабильностью периода и множеством высших обертонов. В списки использованных источников по разделам включена новая и актуальная литература, знакомство с которой позволит обучающимся понять глубину знаний и умений мирового сообщества радиоспециалистов и осваивать новые технические и технологические решения.

Наличие контрольных вопросов и упражнений, сопровождающих каждую из глав книги, позволяет обучающимся успешно проверить навыки практического использования материала и умения применять практически полученные знания.

Данная книга предназначена для студентов старших курсов высших учебных заведений радиотехнического профиля. Она может быть полезной преподавателям и разработчикам аналоговой и цифровой аппаратуры формирования и обработки сложных сигналов радиотехнического профиля.

В результате освоения изложенного в учебнике материала студент должен:

знать

- основные положения методов представления сигналов;
- вопросы преобразования сигналов линейными, параметрическими и нелинейными цепями (фильтрация, усиление, детектирование, преобразование частоты, модуляция, генерация);
- принципы действия типовых радиотехнических каскадов;
- принципы, методы и основные алгоритмы предварительного преобразования и обработки сигналов;

уметь

- выявлять статистические свойства процессов и сигналов и оценивать их вероятностные характеристики;
- выбирать и использовать вероятностные характеристики случайных процессов для оптимального в установленном смысле решения практических задач;

владеть

- навыками и знаниями об общих проблемах, тенденциях и перспективах развития методов описания, анализа, преобразования сигналов;
- способами численно-аналитической и программной обработки сигналов различной физической природы с помощью существующих пакетов прикладных программ анализа статистической информации (усилитель, детектор, преобразователь частоты, генератор, модулятор);
- навыком математически описывать электрические цепи.

Автор выражает глубокую благодарность своему учителю М. В. Капранову за раскрытие глубинного смысла исследовательской и педагогической деятельности по широкому профилю смежных проблем, коллегам

по кафедре Радиопередающих устройств МЭИ, позже — Формирования колебаний и сигналов, в настоящее время — Формирования и обработки радиосигналов О. А. Челнокову, В. Н. Кулешову, Т. И. Болдыревой, В. И. Гусевскому и другим за создание доброжелательного климата в коллективе, своим бывшим ученикам В. Н. Кочемасову, Д. В. Дронову, Д. А. Тарасову, А. С. Кондрашову и другим за активную и плодотворную деятельность в избранной нами совместно области деятельности, профессору Национального политехнического института г. Тулуза (Франция) Сержу Лефевру за активное сотрудничество, способствовавшее развитию новых идей. Несомненно, что без постоянной поддержки, бесконечного терпения и всесторонней помощи со стороны Г. П. Беловой моя деятельность была бы невозможной.

Глава 1
ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ

1.1. Терминология и классификация

Под *сообщением* понимается совокупность сведений, подлежащих передаче.

Содержанием сообщения является *информация* — сведения, которые не известны получателю до приема сообщения. Средством передачи информации является *сигнал* — физический процесс (явление), несущий информацию или предназначенный для ее передачи.

Физическим носителем сигналов могут быть электрические колебания в цепях, электромагнитные или акустические волны в той или иной среде, механические изменения и т. д. В сигнале присутствуют несколько компонентов: физический носитель, форма и параметры колебаний носителя, интерпретация изменений в параметрах колебаний носителя, правила приписывания смысла интерпретированным изменениям. Далее будет рассматриваться только процесс передачи сигналом информации с помощью физического носителя.

Обычно сигнал считается эквивалентным действительной функции времени $u(t)$, описывающей колебание физического носителя. Будем считать величину $u(t)$ напряжением сигнала на единичном сопротивлении. Размах колебаний $u(t)$ характеризуют разностью максимального и минимального значений на интервале определения (размах между пиками). Функцию $u(t)$ можно контролировать на конечном интервале времени $T_н$ наблюдения ($0 < t < T_н$), но часто условно ее продолжают на бесконечный непрерывный интервал ($-\infty < t < \infty$).

Протяженность во времени сигнала u(t) характеризуют отрезком времени Тс, на котором сосредоточена заданная доля (обычно 95 %) от всей энергии сигнала $E_0 = \int_{-\infty}^{\infty} [u(t)]^2 \, dt$.

Для периодического сигнала, определенного на бесконечном отрезке времени, в качестве T_c принимают период повторения его формы.

Для идеализированного синусоидального (гармонического) опорного сигнала его форма определена тригонометрической функцией времени

$$u_0(t) = U_0 sin(2\pi f_0 t + \varphi_0), \tag{1.1}$$

где U_0 — амплитуда колебаний; f_0 — частота повторения циклов колебания (циклическая частота); φ_0 — фаза колебания в момент времени $t = 0$.

Период повторения $T_0 = 1 / f_0$ гармонического колебания (1.1) обратно пропорционален его циклической частоте f_0. Круговой частотой $\omega_0 = 2\pi f_0$ называют коэффициент пропорциональности между текущим временем и аргументом периодической функции, характеризующей форму колебания, — фазой.

Временное представление $u(t)$ часто не позволяет выявить параметры полезных компонент в их смеси с помехами и возмущениями. В этих случаях используют интегральные преобразования для изменения формы представления сигнала. В табл. 1.1 представлены основные свойства одномерных интегральных преобразований сигналов.

Таблица 1.1

Одномерные интегральные преобразования сигналов

Название преобразования сигналов	Прямое интегральное преобразование сигналов	Область применения преобразований, их особые свойства
Фурье	$\int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t}dt$	Комплексный спектр по ансамблю ортогональных гармонических функций
Хартли	$\int_{-\infty}^{\infty} u(t)\cos(\omega t)dt;$ $\cos(\omega t) = \sin(\omega t) + \cos(\omega t)$	Действительный спектр, симметрия прямого и обратного преобразований
Лапласа	$\int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-pt}dt;\ p = \sigma + j\omega$	Анализ переходных процессов в цепях с потерями. Сигнал без ограничения на энергию спектра
Гильберта	$u(t)+\frac{j}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{u(t)}{t-\tau}dt$	Однозначное образование комплексного аналитического сигнала для колебания негармонической формы
Кепстральное	$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\ln\left[S(\omega)\right]^2 e^{j\omega 3}d\omega$	Анализ пульсаций энергетического спектра исходного сигнала. Выявление параметров модуляции в смеси сигналов
Уолша	$\frac{1}{T}\int_{0}^{T}u(t)w_\alpha(t/T)dt$	Спектральный анализ двухуровневых сигналов

Преобразование Фурье определено для действительного сигнала $u(t)$, заданного на всей оси времени t и имеющего ограниченную энергию $\int_{-\infty}^{\infty}\left|u(t)\right|^2 dt < \infty$ (сигнал задан в пространстве $\{L^2\}$). Сигналу $u(t)$ преобразование Фурье ставит в соответствие комплексную спектральную плотность $\dot{S}_u(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)\exp[-j2\pi ft]dt$, определенную на всей оси частот.

Если сигнал $u(t)$ задан на ограниченном отрезке времени (*финитный* сигнал), то в функции его спектральной плотности $\dot{S}_u(f)$ будут содержаться бесконечные положительные и отрицательные частоты. Иногда в целях приближения к так называемому физическому смыслу отображают значения спектральной плотности преобразования Фурье, соответствующие отрицательным частотам, на положительные частоты и характеризуют сигнал спектральной плотностью мощности (СПМ) одностороннего преобразования Фурье. Иногда односторонним называют преобразование Фурье от сигнала, определенного только для положительной части оси времени ($t > 0$).

Интегральное преобразование Фурье апериодического процесса представляется в виде непрерывной комплексной функции частоты, выражающей модуль $\left|\dot{S}_u(f)\right|$ и фазу $\arg \dot{S}_u(f)$ спектральной плотности. Если функция $u(t)$ кусочно-гладкая и периодическая с периодом T, то ее можно представить в виде бесконечного ряда с комплексными коэффициентами по гармоникам основной частоты:

$$u(t) = c_0 / 2 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos\left(2\pi k f_1 t + \varphi_k\right),$$

где $c_0 / 2$ — постоянная составляющая сигнала $\left(c_0 / 2 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} u(t)dt\right)$; c_k — амплитуда k-й гармоники $\left(c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}\right)$; f_1 — частота опорного сигнала ($f_1 = 1 / T$); φ_k — фаза k-й гармоники.

Фаза k-й гармоники определяется по формуле

$$\varphi_k = \operatorname{arctg}(b_k / a_k),$$

где b_k — амплитуда k-й синфазной составляющей $\left(b_k = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} u(t)\sin(2\pi k f_1 t)dt\right)$; a_k — амплитуда k-й квадратурной составляющей $\left(a_k = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} u(t)\cos(2\pi k f_1 t)dt\right)$.

Вместо амплитудного спектра $\{c_k\}$ и фазового спектра $\{\varphi_k\}$ сигнал $u(t)$ можно представить рядом по синфазным и квадратурным компонентам:

$$u(t) = c_0 / 2 + \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k \cos 2\pi k f_1 t + b_k \sin 2\pi k f_1 t\right),$$

так что $a_k = c_k \cos \varphi_k$; $b_k = c_k \sin \varphi_k$.

Обратное преобразование Фурье из частотной во временну́ю область описывается формулой обращения

$$u_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_u(f) \exp\left[j2\pi f t\right] df.$$

Для однозначного взаимного соответствия прямого и обратного преобразований Фурье необходимо использовать полный набор комплекс-

ных спектральных плотностей для всех положительных и отрицательных частот. Например, только при учете всех комплексных компонент спектральной плотности $\dot{S}_u(f)$ в результате интегрирования в комплексной плоскости образуется действительная функция $u_1(t)$.

Если спектральная плотность Фурье $\dot{S}_u(f)$ задана на ограниченном частотном интервале, то соответствующий ей сигнал $u(t)$ должен существовать на бесконечной оси времени. Занимаемую сигналом $u(t)$ полосу частот характеризуют интервалом $\Pi = f_{max} - f_{min}$, в котором сосредоточена определенная часть (по умолчанию 95 %) энергии сигнала $E_0 = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{S}_u(f)\right|^2 df = \int\limits_{-\infty}^{\infty} u^2(t)df$.

Преобразование Фурье занимает особое место среди других интегральных преобразований, так как в качестве ядра интегрального преобразования в нем используются гармонические функции, являющиеся собственными решениями физических систем с постоянными параметрами и очень малым (нулевым) затуханием. Примеры таких процессов разнообразны: движение космических тел по орбитам, колебания маятника часового механизма, внутриатомные процессы, система фазовой синхронизации частоты, единая энергетическая система генерирования и передачи переменного тока, колебания упругих тел и звуковоспроизводящих поверхностей музыкальных инструментов, циклы смены дня, ночи и времени года и т. д. Если сигнал $u(t)$ является периодическим по времени, то $\dot{S}_u(f)$ содержит только δ-функции на частотах, кратных частоте периодизации процесса во времени.

Преобразование Фурье дает наглядный «физический смысл» многим сигналам и процессам. На его основе для линейных частотно-зависимых цепей созданы частотные методы анализа характера движений; расчета границ устойчивости систем с обратными связями и запаздыванием во времени; синтеза динамических структур, обладающих нужными, в том числе оптимальными, свойствами. Эти методы развиты на ситуации с одним сосредоточенным нелинейным элементом в кольце автоматического регулирования. Примеры применения частотных методов представлены в параграфе 5.2, в котором описаны процессы в системе фазовой автоматической подстройки частоты.

Почти гармонический сигнал, содержащий небольшие вариации амплитуды или фазы из-за технических погрешностей или наличия информационных компонент, может характеризоваться законами изменения во времени его амплитуды $U(t)$ и фазы $\varphi(t)$, которая отсчитывается от нулевой фазы опорного колебания с частотой f_0. В этом случае малые (по сравнению с 2π) и медленные (по сравнению с длительностью периода $T_0 = 1 / f_0$) изменения фазы $\varphi(t)$ можно пересчитать в вариации *мгновенной частоты* $f(t) = f_0 + (1 / 2\pi)d\varphi(t) / dt$. По умолчанию подразумевается, что речь идет о частоте в смысле преобразования Фурье. Для сигналов негармонической формы или сигналов со скачками фазы и амплитуды следует уточнять смысл терминов мгновенной частоты, фазы и амплитуды.

Преобразование Хартли использует в качестве базисной вместо комплексной функции $\exp(j2\pi ft) = \cos(2\pi ft) + j\sin(2\pi ft)$ в ядре интегрального преобразования Фурье действительную функцию $\cos(2\pi ft) = \cos(2\pi ft) + \sin(2\pi ft)$. Поэтому оно создает спектральную плотность в виде действительной функции частоты $\omega = 2\pi f$, а выражения для прямого и обратного преобразований полностью симметричны. На исходную функцию времени $u(t)$ накладываются такие же ограничения, как и в преобразовании Фурье. Преобразование Хартли имеет преимущества перед преобразованием Фурье, заключающиеся в уменьшении затрат машинного времени и сокращении количества промежуточных данных при компьютерной или микросхемной реализации таких преобразований и при цифровой фильтрации компонентов сигнала. Разработаны программы дискретного и быстрого прямого и обратного преобразований Хартли.

Преобразование Лапласа ставит сигналу $u(t)$ в соответствие изображение, определенное для комплексной переменной $p = \sigma + j\omega$. Благодаря появлению экспоненциального весового множителя $\exp(-\sigma t)$ в ядре интегрального преобразования снимается ограничение на максимальную энергию исходной функции $u(t)$ и становится возможным корректно проводить анализ процессов в линейных цепях с ненулевым затуханием. С помощью прямого и обратного преобразований Лапласа находят отклик линейной цепи с потерями на произвольный входной сигнал $u(t)$. Для проведения прямых и обратных преобразований Лапласа предназначен раздел математики — операционное исчисление, созданы таблицы соответствий между оригиналом — функцией времени $u(t)$ — и изображением по Лапласу — функцией комплексной переменной $p = = \sigma + j\omega$. Для многих аналитических представлений имеются методы вычисления соответствующих интегралов в комплексной плоскости. Преобразование Лапласа позволяет учесть начальные условия по производным основной переменной. Учет влияния нелинейности в составе цепи требует внимательного рассмотрения.

Вместо преобразования Лапласа некоторыми научными школами используется преобразование Лапласа — Карсона, которое отличается наличием множителя p перед интегралом в прямом интегральном преобразовании и делением на оператор p под интегралом в обратном преобразовании. За счет этого упрощаются процедуры вычисления преобразований. При пользовании таблицами прямых и обратных операционных преобразований надо следить, к какому именно варианту они относятся.

Преобразование Гильберта определяет для произвольного действительного сигнала $u(t)$ такое его дополнение $v(t) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{u(t)}{t-\tau}d\tau$, что однозначным образом для аналитического сигнала $z(t) = u(t) + jv(t)$ находится амплитуда $A(t) = \sqrt{[u(t)]^2 + [v(t)]^2}$ и фаза $\varphi(t) = \operatorname{arctg}[v(t) / u(t)]$. Это позволяет для анализа не вполне узкополосных сигналов приме-

нить хорошо разработанный аппарат квадратурной обработки, а также использовать для них понятие мгновенной частоты $\omega(t) = d\varphi(t) / dt$.

Если сигнал сверхширокополосный, т. е. если полоса частот, занимаемая спектром Фурье, сравнима с его средней частотой, то прямое и обратное преобразования Гильберта существуют, можно образовать аналитический комплексный сигнал, однозначно найти его «амплитуду» и «фазу». Однако для сверхширокополосного сигнала, имеющего часть спектральной плотности в окрестности нулевой частоты (постоянного тока) и в области отрицательных частот, возникают погрешности при обратном преобразовании Фурье, если используется образованный по Гильберту аналитический сигнал, из-за наложения компонент в области положительных и отрицательных частот.

Кепстральное (гомоморфное) преобразование представляет собой обратное преобразование Фурье от логарифма прямого преобразования Фурье сигнала $u(t)$. *Кепстр* $y(\tau)$ сигнала $u(t)$ задается на оси *частоты* τ и позволяет выявить параметры частоты пульсаций в спектре Фурье. Например, для сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) количество пульсаций СПМ в пределах занимаемой полосы частот однозначно свидетельствует о значении базы сигнала. В случае наложения нескольких ЛЧМ сигналов с разными параметрами модуляции или разными сдвигами во времени кепстральное преобразование позволяет выявить количество таких сигналов и параметры их модуляции. Комплексные прямое и обратное кепстральные преобразования взаимно однозначны, они используются при разделении (*лифтрации*) непрерывных или импульсных сигналов, которые имеют перекрывающиеся спектры, но различные параметры модуляции, различное пространственное запаздывание, различную форму.

Преобразование Уолша использует в качестве базисной системы ортогональные двухуровневые функции Уолша. Благодаря этому спектры преобразованных по Уолшу сигналов ступенчатой формы или импульсных сигналов имеют меньшее количество заметных компонент, чем в случае использования преобразования Фурье; они даже могут иметь принципиально ограниченное их количество, что делает более быстрой и точной цифровую обработку таких сигналов. Преобразование Уолша удобнее применять для двухуровневых сигналов, так как время выполнения вычислительных процедур заметно сокращается.

Каждое интегральное преобразование определяет исходной функции времени $u(t)$ соответствующее отображение. Поэтому, говоря о спектре сигнала, следует указывать, в каком базисе он получен. Известны соотношения, преобразующие спектры из одного базиса в другой. По умолчанию подразумевают спектры по Фурье.

Приведенными вариантами не исчерпывается арсенал взаимно-однозначных интегральных преобразований: применяют преобразования Меллина, Френеля, Z-преобразования и др. Общим принципом выбора наиболее эффективного типа преобразований можно считать использование ядра прямого интегрального преобразования, согласованного

с формируемым сигналом таким образом, что идеализированный неискаженный сигнал имеет наиболее простой вид в области изображений, например, вид δ-функции. При этом погрешности формирования или информационные компоненты, отличающие преобразуемый сигнал от идеального, будут наиболее заметными.

Кроме взаимных интегральных преобразований иногда применяют обработку сигналов, при которой теряется часть информации и обратное преобразование не существует или становится неоднозначным. К таким способам обработки сигналов относятся амплитудное, фазовое или частотное детектирование, корреляционное преобразование и др.

На больших интервалах времени реальный сигнал обычно проявляет нестационарность, т. е. его параметры тем или иным образом зависят от времени. Для сложных звуковых, речевых сигналов и изображений недостаточно одномерных преобразований функции времени $u(t)$, которые не учитывают время наблюдения. Свойства таких процессов могут выявляться с помощью двумерных интегральных преобразований сигналов, примеры которых приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Двумерные интегральные преобразования сигналов

Название преобразования сигналов	Прямое интегральное преобразование сигналов	Область применения преобразований, их особые свойства
Текущий спектр Фурье	$\int\limits_{-\infty}^{t} s(t)e^{-j\omega t}dt$	Анализ изменений спектра Фурье при вариации продолжительности наблюдения
Скользящий спектр Фурье	$\int\limits_{t-T/2}^{t+T/2} s(t)g(t-\tau)e^{-j\omega t}dt$	Анализ изменений спектра Фурье при смещении прямоугольного окна по оси времени
Вейвлет (всплесковое)	$\frac{1}{\sqrt{a}}\int\limits_{-\infty}^{\infty} s(t)\psi\left(\frac{t-\tau}{a}\right)dt$	Спектр по ансамблю функций $\psi(t)$, сосредоточенных по времени и частотам, на плоскости масштаб — сдвиг во времени
Вигнер — Вилла	$\int\limits_{-\infty}^{\infty} s\left(t+\frac{\tau}{2}\right)s^{*}\left(t+\frac{\tau}{2}\right)e^{-j\omega\tau}d\tau$	Анализ вариаций спектра Фурье от автокорреляционной функции при изменении ширины окна корреляции τ

Текущий спектр Фурье $\dot{S}_u(t_н, f)$ показывает эволюцию спектра Фурье при различных значениях времени наблюдения $t_н$ сигнала $u(t)$, начиная от момента времени $t = 0$. Такое преобразование используется, например, для нахождения наименьшего времени анализа, за которое можно выявить наличие периодических компонент в сигнале с заданной разрешающей способностью по частоте.

Скользящий спектр Фурье $\dot{S}_u(\tau, f)$ выявляет изменение спектральной плотности для сигнала, умноженного на весовую функцию окна $g(t - \tau)$, при смещении на окна преобразования Фурье фиксированной ширины T вдоль реализации сигнала $u(t)$. Скользящее преобразование Фурье при малой ширине окна иногда называется *мгновенным спектром*. *Мгновенная частота* преобразованного по Гильберту сигнала $\omega(t) = d\varphi(t) / dt$ характеризует крутизну фазочастотной характеристики сигнала на протяжении периода. Скользящий спектр позволяет выявить в сложном сигнале, например в звуковом фрагменте, изменение его спектрального состава на больших временных интервалах; найти отрезки времени, на которых проявляется периодичность по отношению к ширине окна анализа.

Функция окна $g(t - \tau)$ характеризует вес в получаемом спектре Фурье значений, удаленных на заданное время от середины окна τ. Форму окна выбирают исходя из возможности наилучшего выявления в двумерном спектре желаемых свойств сигнала определенного вида.

Вейвлет-преобразование $W(a, \tau)$ использует в качестве базисных функций в ядре интегрального преобразования такие оконные функции $\psi_{a,\tau}(t)$, которые одновременно сосредоточены по времени и частоте, причем параметр a определяет масштаб базисной функции по оси времени, а параметр τ задает середину окна. Такое преобразование иногда называют всплесковым. Вейвлет-преобразованная функция $W(a, \tau)$ определена на плоскости масштаб — временной сдвиг и характеризует неоднородности исходной функции $u(t)$ в различных масштабах времени. Используются варианты такого преобразования, различающиеся видом функции $\psi_{\tau,a}(t)$. Хорошие результаты при Вейвлет-преобразовании дают гауссовы функции, включающие в себя сомножитель $\exp(-t^2 / 2)$ и его производные по времени, функции Хаара в виде пары следующих один за другим прямоугольных импульсов высотой $+1$ и -1, отрезки косинусоиды с треугольной огибающей шириной в один ее период и др. Сечение двумерной функции $W(a, \tau_0) = W(a)$ при фиксированном $\tau = \tau_0$ характеризует частотный спектр процесса $u(t)$ в окрестности заданного момента времени τ_0, а сечение $W(a_0, \tau) = W(\tau)$ при фиксированном $a = a_0$ соответствует изменению во времени усредненных за определенное время характеристик этого процесса.

В качестве примера на рис. 1.1, *а* показана исходная функция в виде суммы прямоугольного импульса $u(t)$ и шума $n(t)$, а на рис. 1.1, *б* — ее непрерывное Вейвлет-преобразование, полученное при помощи функции $\psi_{\tau,a}(t) = \left(1/\sqrt{a}\right)\left[1-(1+\tau)^2/a^2\right]\cdot\exp\left[-(1+\tau)^2/2a^2\right]$. Нижняя часть (для значений масштабного множителя $a < 5$) спектрограммы (см. рис. 1.1, *б*) характеризует поведение функции $u(t)$ при локальном рассмотрении «под микроскопом»: отмечается наличие всюду шумового процесса. В верхней части спектрограммы (для значений масштабного множителя $a \approx 25$) влияние шума сказывается слабо и фиксируется

только наличие и положение фронтов импульса. Для более высоких значений масштабного множителя $a > 40$ (эта область не показана на рис. 1.1, *б*) преобразование не отображает никаких особенностей сигнала — ни шумового процесса, ни регулярного импульса.

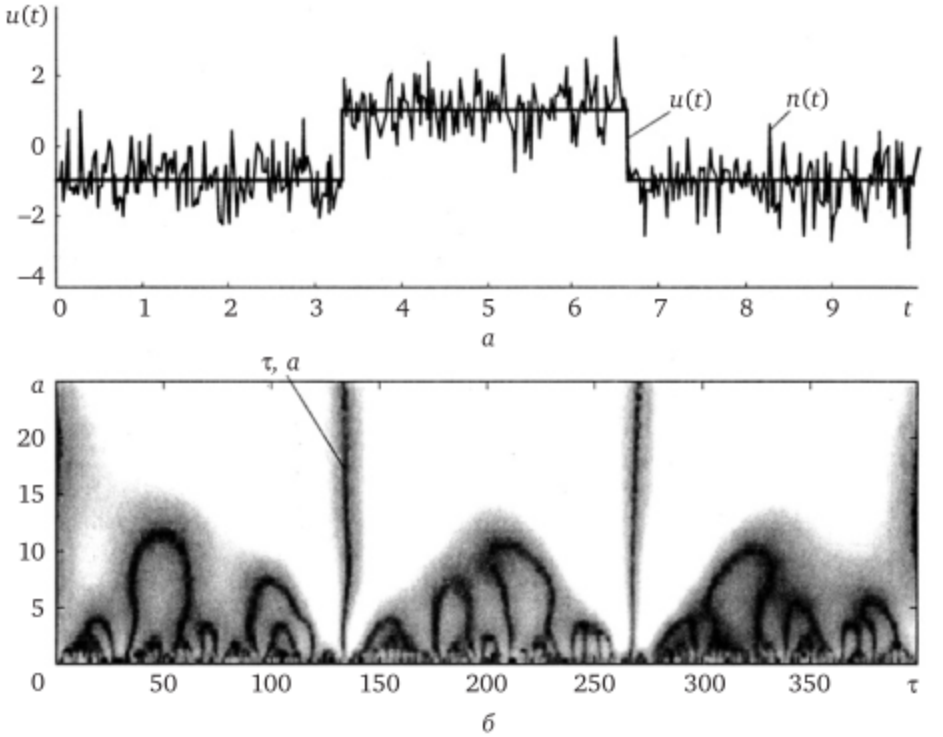

Рис. 1.1. **Сигнал в виде суммы прямоугольного импульса *u*(*t*) с шумом *n*(*t*) (*а*) и его Вейвлет-преобразование (*б*)**

Среди Вейвлет-функций имеются ортогональные наборы. Широкие возможности Вейвлет-преобразований и рост мощностей вычислительной техники привели в последние годы к заметному расширению количества их приложений при обработке зашумленных сигналов, сжатии изображений, фильтрации помех, выявлении скрытой информации в данных астрономических и геологических измерений, предсказании катастрофических (бифуркационных) изменений и др.

Вейвлет-преобразование имеет преимущество перед скользящим спектром Фурье с оконной функцией, заключающееся в том, что при изменении масштаба времени в случае Вейвлет-преобразования сохраняется постоянная разрешающая способность, используется прежний объем данных и, например, при увеличении масштаба времени мелкие детали поведения сигнала автоматически становятся несущественными. Скользящий спектр Фурье, наоборот, не различает локальных и глобальных свойств сигнала, не дает возможности выделить или исключить характерные свойства нестационарных сигналов в различном масштабе.

Преобразование Вигнера — Вилла характеризует спектр корреляционной функции исходного сигнала при различной ширине окна корреляции

$$W_u(t,f)=\int_{-\infty}^{\infty} u(t+\tau/2)u^*(t-\tau/2)\exp(-j2\pi f\tau)d\tau,$$

где $u^*(t)$ — комплексно-сопряженная с $u(t)$ по Гильберту функция.

На рис. 1.2 показан пример выявления свойств реализации сложного сигнала (*а*) при помощи преобразования Вигнера —Вилла (*б*). Это преобразование было предложено Вигнером в 1932 г., модифицировано Виллом в 1948 г. и в настоящее время находит широкое применение при решении задач анализа временных рядов, обработке сейсмических сигналов, анализе и синтезе изображений и др.

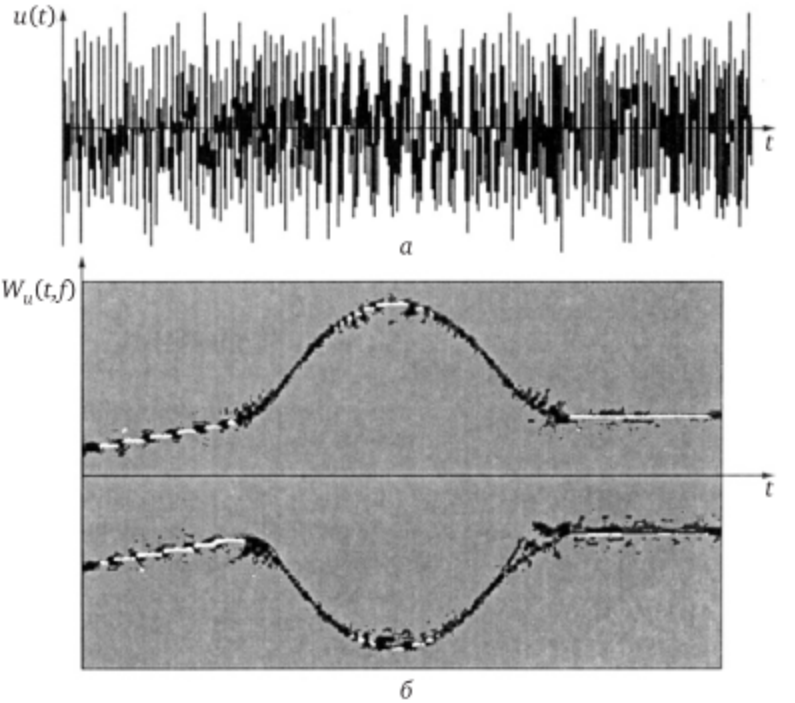

Рис. 1.2. **Пример выявления свойств реализации сложного сигнала (*а*) при помощи преобразования Вигнера — Вилла (*б*)**

При реализации любых интегральных преобразований средствами вычислительной техники сигнал $u(t)$ заменяется на интервале времени T массивом отсчетов $s(n)$, где n — номер отсчета. При этом спектры дискретных сигналов близки к спектрам непрерывных только для достаточно высокой частоты дискретизации, когда на анализируемом интервале времени T укладывается не менее 10…20 отсчетов. Спектры дискретных сигналов для частотного интервала от нуля до половины частоты дискретизации зеркально повторяются для значений частоты,

кратных половине частоты дискретизации. Поэтому дискретные спектры могут отличаться от спектров, полученных при помощи аналоговых анализаторов, а незначительные, но высокочастотные вариации сигнала $u(t)$, поступающие на вход аналого-цифрового преобразователя, могут значительно изменить вид спектра.

Для всех приведенных в табл. 1.1 и 1.2 преобразований созданы быстрые алгоритмы вычислений, использующие свойства симметрии базисных функций. Сокращение времени вычислений по быстрым алгоритмам наиболее существенно проявляется при большой длине массива дискретных значений $s(n)$. Например, при $n_{\max} = 2^{10}$ объем вычислений быстрого преобразования Фурье сокращается на два порядка по сравнению с обычным дискретным.

Кроме временной формы и вариантов интегральных представлений сигналов используются представления в векторных пространствах, в виде рядов по более простым функциям, с помощью невзаимных способов обработки.

1.2. Основные параметры сигнала

Основными параметрами сигнала являются его мощность, средняя частота, длительность, занимаемая полоса частот, форма колебания на периоде и относительная погрешность отклонений от заданной формы.

Если считать $u(t)$ напряжением на активном сопротивлении в 1 Ом, то мгновенной мощностью сигнала будет величина $P_u(t) = u^2(t)$. Для высокочастотного сигнала $u(t)$ величина $P_u(t)$ является положительной пульсирующей величиной. Средняя мощность сигнала P_0 находится его интегрированием за период повторения и для сигнала (1.1) она составляет $P_0 = U_0^2 / 2$.

Для сигнала несинусоидальной формы термин «амплитуда» некорректен; вместо него следует использовать термин «размах сигнала между максимальным и минимальным значениями», а среднюю за время T мощность, как и для гармонических сигналов, находят интегрированием квадрата мгновенного значения:

$$P_0 = \frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)dt.$$

Квазигармонический сигнал вида $u(t) = U(t)sin\ [2\pi f_0 t + \Psi(t)]$, где $U(t)$ и $\Psi(t)$ — медленно меняющиеся функции времени, имеет несущую частоту f_0. Модуль спектра Фурье такого сигнала компактен и его энергия сосредоточена вблизи частоты f_0. В общем случае сигналов, имеющих негармоническую форму, сигналов без несущей частоты или коротких отрезков известной функции времени надо уточнять определение длительности сигнала и занимаемой его спектром Фурье полосы частот. В качестве длительности сигнала T_c принимают такой мини-

мальный отрезок времени, в котором сосредоточено 95 % от всей энергии сигнала. Шириной, занимаемой спектром Фурье полосы частот $П_с$, называют минимальный интервал положительных частот, в котором сосредоточено 95 % всей энергии сигнала. Вместо несущей частоты спектр сверхширокополосного (СШП) сигнала характеризуется средней частотой в виде полусуммы минимальной f_{min} и максимальной f_{max} частот занимаемой полосы

$$f_{ср} = (f_{max} + f_{min}) / 2.$$

Обобщенными характеристиками любого сигнала $u(t)$ считают его базу $B = П_с T_с$ и коэффициент относительной широкополосности $\eta = 2(f_{max} - f_{min}) / (f_{max} + f_{min})$. Сигналы, для которых $B \approx 1$, называют *простыми*, а сигналы, для которых $B >> 1$, — *сложными*. Например, одиночные прямоугольные видеоимпульсы, одиночные прямоугольные радиоимпульсы с высокочастотным заполнением, гауссовы импульсы вида $u(t) = (1 - t^2)\exp(-t^2 / 2)$, амплитудно-модулированные непрерывные колебания $u(t) = U_0[1 + \sin(2\pi F_м t)]\sin(2\pi f_0 \tau)$ при $F_м << f_0$ являются простыми сигналами, а кодированные по псевдослучайному закону импульсные последовательности — сложными.

Информационное содержание в сигнале может быть различным. Передаваемое по линии связи высокостабильное по частоте немодулированное гармоническое колебание несет информацию о значении своей частоты, т. е. о количестве переходов ординат сигнала через нуль за единицу времени, если эта частота на приемном конце линии не известна с достаточной точностью. Для квазигармонического модулированного (например, по частоте) сигнала информационным содержанием может быть кроме значения несущей частоты форма и параметры модулирующего колебания. Сигнал несинусоидальной формы может нести информацию о своих параметрах, если его тип априорно отнесен к определенному классу (например, периодически повторяющаяся прямоугольная, треугольная, пилообразная, кусочно-постоянная, кусочно-линейная форма, радиовещательный или телевизионный сигнал и т. д.). Если такая принадлежность не установлена, то информационное содержание сигнала оценивают по количеству частотно-временных дискретов, различаемых в пределах периода повторения сигнала, т. е. по критерию Шеннона.

Значение базы сигнала B является мерой его информационной избыточности, так как при согласованной обработке сложного сигнала можно в B раз увеличить размах сигнала, уменьшив его протяженность во времени, или в это же число раз увеличить пиковое значение сжатого сигнала, уменьшив занимаемую полосу.

Для узкополосных (квазигармонических) сигналов $\eta << 1$. Сигналы с $0{,}1 < \eta < 0{,}67$ относятся к *широкополосным*, а с $0{,}67 < \eta < 2$ — к *сверхширокополосным*. Вместо коэффициента относительной широкополосности η иногда используют коэффициент перекрытия по частоте

$k_f = f_{max} / f_{min}$. При $k_f < 2$, $\eta < 2 / 3$ сигнал является *однооктавным*, при $k_f > 2$, $(2 / 3) < \eta < 2$ — *многооктавным*.

Важной характеристикой сигнала является его пик-фактор по мощности $k_P = P_{max} / P_{ср}$, который характеризует отношение его наибольшей мгновенной мощности на единичном сопротивлении $P_{u,\,max} = \max[u(t)]^2$ к средней мощности $P_{ср} = E_0$. Вместо коэффициента k_P иногда используют коэффициент его динамического диапазона $D_u = 10\lg(P_{u,\,max} / P_{ср})$, выраженный в децибелах. Величина k_P определяет уровень энергетического КПД; от нее зависит величина возможных нелинейных искажений сигнала в электронных усилителях, перекрестных искажений при совместном усилении нескольких узкополосных сигналов, помехоустойчивость системы связи с такими сигналами.

В спектральном плане часто проявляется неравномерность спектральной плотности мощности в пределах занимаемой полосы частот $П_с$ или во всем частотном интервале. В связи с этим используют раздельные характеристики СПМ для сосредоточенных по частоте (дискретных) спектральных компонент и СПМ сплошного спектра.

В качестве характеристики чистоты спектра используется выраженное в децибелах отношение средней СПМ в занимаемой полосе частот к СПМ наибольшей дискретной компоненты во всем частотном интервале. Уровень мешающих составляющих по отношению к гармонической полезной компоненте спектра характеризуют в децибелах относительно несущего колебания (дБн) (в англоязычной литературе — *dBc*).

Повышенная неравномерность СПМ в пределах занимаемой полосы частот и наличие внеполосных сосредоточенных и сплошных спектральных компонент увеличивают радиозаметность сигнала в открытом эфире, ухудшают электромагнитную совместимость (ЭМС) радиоэлектронного средства, использующего такой сигнал.

Для передачи сообщения по каналу радиосвязи формируется сигнал, изменения параметров которого находятся в определенном соответствии с информационным содержанием сообщения. Для узкополосных (квазигармонических) сигналов модулируемыми параметрами являются несущая частота f_0, амплитуда $U(t)$, отклонения фазы $\Psi(t)$ и (или) отклонения частоты колебаний $f(t) = (1 / 2\pi)d\Psi(t) / dt$ от значения f_0. Для сверхширокополосных сигналов информация содержится в форме колебаний.

В зависимости от того какой параметр сигнала модулируется, различают сигналы:

- с амплитудной модуляцией (АМ); в частных случаях скачкообразного изменения амплитуды выделяют сигналы с импульсной модуляцией (ИМ);
- с угловой модуляцией, к которым относятся частотно-модулированные и фазомодулированные сигналы; в системах с цифровой передачей информации параметры угловой модуляции изменяются скачком, так что различают сигналы с двухуровневой фазовой манипуляцией ФМ-2, многоуровневой фазовой манипуляцией ФМ-N (N = 4, 8, 16, …) и частотной манипуляцией (ЧМн);

• с комбинированными видами модуляции или манипуляции: с одновременной ЧМ и АМ (модуляция с одной боковой полосой (ОБП)); с импульсной модуляцией амплитуды и внутриимпульсной ЧМ по линейному закону; с одновременной кодовой манипуляцией фазы и амплитуды (кодовая амплитудная модуляция (КАМ)); с манипуляцией частоты при непрерывной фазе (минимальная частотная модуляция (МЧМ)) и др.

Выбор вида модуляции определяется требованиями к качеству радиотехнической системы передачи информации; электромагнитной совместимости с другими радиоэлектронными средствами, условиями формирования, излучения, распространения, приема и обработки радиосигнала.

1.3. Погрешности формирования сигнала

Проектирование радиоэлектронного средства основано на выборе вида радиосигнала определенного вида. Однако при технической реализации устройств формирования и обработки сигнала возникают технические погрешности, отличающие сигнал от идеализированного. Например, реально сформированный гармонический сигнал отличается от идеального сигнала вида (1.1) наличием амплитудных $\mu(t)$ и фазовых $\varepsilon(t)$ вариаций (нестабильностей) и может быть записан в виде

$$u(t) = U_0[1 + \mu(t)]\sin[2\pi f_0 t + \varepsilon(t) + \varphi_0]. \qquad (1.2)$$

Интегральную близость реального сигнала вида (1.2) к желаемому сигналу вида (1.1) математически оценивают величиной относительного среднего квадратического отклонения (СКО) на комплексной плоскости. Однако для прецизионных и высокоточных радиотехнических систем такие оценки не адекватны процессам в системе и необходимо применять оценки качества формирования с учетом конкретных структуры и параметров системы.

Для количественной оценки уровня погрешностей технической реализации устройств формирования и обработки сигнала используются анализаторы того или иного вида погрешности. Анализатором амплитудных погрешностей сигнала вида (1.2) может быть амплитудный детектор, нечувствительный к частоте и фазе, выходной сигнал которого пропорционален $\mu(t)$. В свою очередь, процесс $\mu(t)$ можно рассматривать как СШП сигнал и анализировать его математическое ожидание, среднее квадратическое отклонение, закон распределения случайной величины, амплитудный и фазовый спектр преобразования Фурье, максимальные значения и т. д. Анализ фазовых погрешностей $\varepsilon(t)$ сигнала вида (1.2) также производится специализированным анализатором. Если измеряются фазовые погрешности стабильного по частоте источника, то собственные фазовые погрешности такого

анализатора должны быть значительно меньше, чем у измеряемого источника.

При анализе погрешностей формирования более сложных сигналов надо построить такой анализатор, который согласован с идеализированным сигналом заданной формы и имеет достаточно высокую разрешающую способность для выявления этих погрешностей и оценки их уровня. В ряде случаев для такого рода анализа целесообразно использовать приведенные в табл. 1.1 интегральные (непрерывные или дискретные) преобразования.

1.4. Форма спектральной линии опорного колебания

Опорное колебание гармонической формы с амплитудными $\mu(t)$ и фазовыми $\varepsilon(t)$ погрешностями, обусловленными неточной технической реализацией, может быть представлено в виде формулы (1.2). Если считать случайные процессы $\mu(t)$ и $\varepsilon(t)$ гауссовскими с нормальным распределением при фиксированной дисперсии, то вид спектральной плотности Фурье высокочастотного колебания $|S_u(f)|$ в окрестности несущей частоты имеет вид, представленный на рис. 1.3. Различить влияние амплитудных и фазовых (частотных) флуктуаций по спектру мощности полного высокочастотного колебания невозможно.

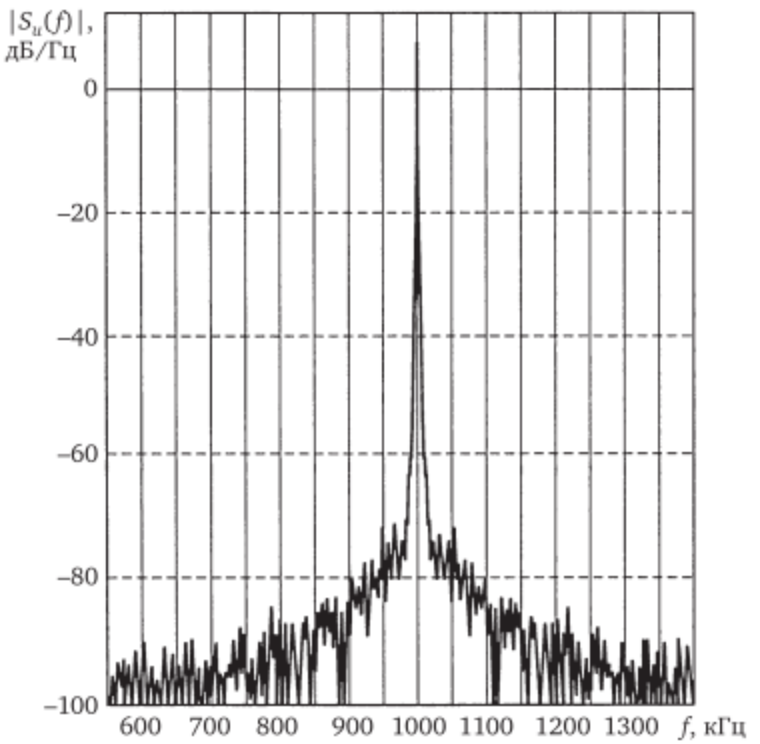

Рис. 1.3. **Примерный вид СПМ квазигармонического колебания с гауссовскими флуктуациями амплитуды и частоты**

Поскольку характер случайных процессов $\mu(t)$ и $\varepsilon(t)$ и их влияние на работу конкретной радиосистемы могут быть различными, более корректными являются статистические и спектральные характеристики раздельно амплитудных и, особенно, фазовых шумов вблизи несущей частоты.

Уровень СПМ *фазовых нестабильностей* $S_\varphi(F)$ является функцией отстройки от несущей частоты $F = |f - f_0|$. Если в сигнале $u(t)$ флуктуации амплитуды отсутствуют ($\mu(t) = 0$), то односторонняя СПМ фазовых шумов на 3 дБ больше, чем СПМ полного высокочастотного колебания для частот $f_0 - F$ и $f_0 + F$. Поэтому $S_\varphi(F) = 2S_u(F)$, так как СПМ нестабильностей полного колебания по обе стороны от несущей частоты при одинаковых по модулю отстройках складываются.

Измерение величины $S_\varphi(F)$ производится при помощи анализатора спектра фазового шума, который включает в себя опорный генератор с прецизионной фазовой стабильностью, систему автоматической настройки на несущую частоту и низкочастотный анализатор спектра мощности случайного процесса. Величина $S_\varphi(F)$ измеряется в децибелах среднего квадрата фазовых отклонений от опорного колебания по отношению к 1 рад^2 в полосе 1 Гц для каждого значения частоты отстройки (дБ/Гц) (рис. 1.4). Минимальный уровень «белого» фазового шума для $S_\varphi(F)$ достигается при отстройках порядка полосы пропускания колебательной системы автогенератора — источника колебаний. Уровень его ординаты определяется тепловыми и дробовыми шумами в токе активного элемента автогенератора. По мере уменьшения отстроек $S_\varphi(F)$ возрастает. При $F \to 0$ предел $S_\varphi(F)$ сверху не выявлен, так как, с одной стороны, фаза автономного несинхронизированного автогенератора может иметь сколь угодно большой дрейф относительно независимой шкалы времени, а с другой стороны, для экспериментального измерения величины медленных уходов нужно время, обратно пропорциональное частоте отстройки. Например, чтобы достоверно измерить $S_\varphi(F)$ при отстройке $F \approx 10^{-6}$ Гц, надо производить непрерывное накопление и усреднение данных более двух лет.

По характеристике $S_\varphi(F)$ находят СПМ частотных отклонений от номинальной частоты $S_f(F) = F^2 S_\varphi(F)$ (рис. 1.5), которая измеряется в значениях квадрата вариаций частоты на единицу полосы отстроек (Гц^2/Гц). Величина $S_f(F)$ также уменьшается с увеличением отстройки, достигая уровня «белого» частотного шума $S_{f\text{бел}}$, характерного для каждого источника колебаний со своим механизмом влияния собственного шума возбудителя на частоту.

Оценочная кратковременная нестабильность частоты $\Delta f_{\text{СКО}}$, Гц, определяется интегральным среднеквадратичным паразитным отклонением частоты (ПОЧ)

$$\Delta f_{\text{СКО}} = \sqrt{2\int_{F_\text{н}}^{F_\text{в}} S_f(F)dF}, \qquad (1.3)$$

где $F_\text{н}$ и $F_\text{в}$ — нижняя и верхняя частоты.

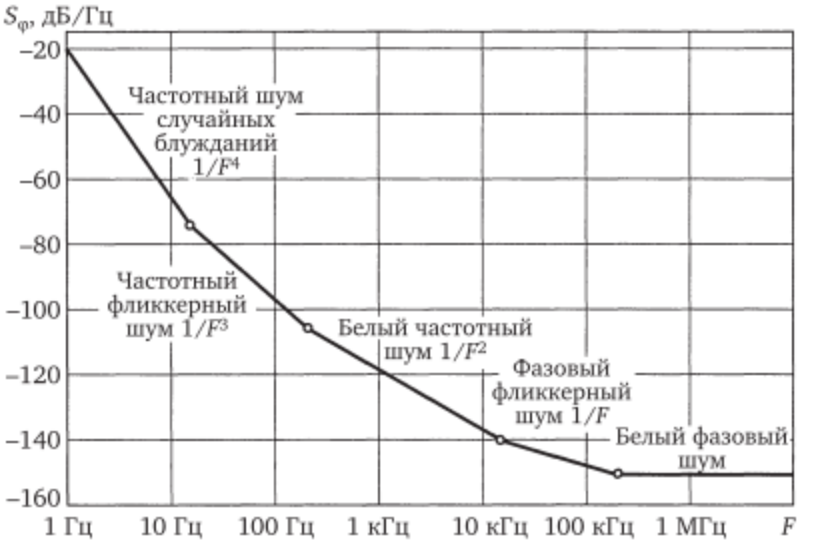

Рис. 1.4. **График изменения спектральной плотности мощности фазовых нестабильностей $S\varphi(F)$ автогенератора вблизи несущей частоты**

Рис. 1.5. **График спектральной плотности мощности нестабильностей частоты $S_f(F)$ автогенератора вблизи несущей частоты**

По умолчанию принимают $F_н = 50$ Гц, $F_в = 3$ кГц, что соответствует передаче полосы частот, соответствующей разборчивому восприятию человеческой речи.

По аналогии с формулой (1.3) вводят и используют среднюю квадратическую оценку паразитного отклонения фазы (ПОФ) и среднюю квадратическую оценку паразитного отклонения амплитуды (ПОА).

1.5. Виды и параметры модулированных колебаний

Амплитудно-модулированные колебания описываются выражением $u(t) = U(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$. Примем, что начальная фаза несущего колебания нулевая ($\varphi_0 = 0$), а модулирующее сообщение имеет вид гармо-

нического колебания $s(t) = U_\Omega \cos \Omega t$ с амплитудой U_Ω, частотой $\Omega = 2\pi F_м$ и нулевой начальной фазой.

При неискаженной модуляции

$$U(t) = U_{мол}[1 + as(t)],$$

где $U_{мол}$ — значение амплитуды в режиме молчания, т. е. при $s(t) = 0$; a — масштабный множитель; $|U(t)| \leq 1$.

При тональной (гармонической) модуляции радиосигнал записывается в виде

$$u(t) = U_{мол}[1 + m\cos \Omega t]\cos 2\pi f_0 t,$$

где m — коэффициент (глубина) модуляции ($m = aU_\Omega U_{мол}$); для неискаженной гармонической АМ необходимо иметь $m < 1$.

Амплитудный спектр АМ сигнала имеет четную симметрию относительно несущей частоты, фазовый — нечетную относительно начальной фазы несущего колебания. Модуляционные компоненты спектра модулированного сигнала симметричны в одинаковых боковых полосах в окрестности частоты f_0.

В процессе изменения амплитуды период модулирующей частоты $F_м$ значительно больше периода несущей частоты, поэтому рассматривают следующие режимы работы модулируемого каскада: молчания, максимальный, минимальный и модуляции.

В *режиме молчания* амплитудной модуляции нет и $U(t) = U_0$.

В *максимальном режиме* амплитуда колебаний $U_{max} = (1 + m) \times U_{мол}$, а максимальная мощность в $(1 + m)^2$ раз превышает мощность в режиме молчания: $P_{max} = (1 + m)^2 P_{мол}$.

В *минимальном режиме* амплитуда колебаний $U_{min} = (1 - m)U_{мол}$, а минимальная мощность $P_{min} = (1 - m)^2 P_{мол}$.

В *режиме модуляции* амплитуда колебаний изменяется по гармоническому закону; мгновенная мощность изменяется пропорционально квадрату от модулирующего напряжения: $P(t) = (1 + m\cos \Omega t)^2 P_{мол}$; средняя за период модуляции мощность $P_{мод} = (1 + m^2 / 2)P_{мол}$. При 100 %-ной модуляции $P_{max} = 4P_{мол}$; $P_{min} = 0$; $P_{мод} = (3 / 2)P_{мол}$.

Если спектр информационного сигнала $s(t)$ равномерно распределен в полосе частот $F_н \ldots F_в$, то при $m = 100$ % спектральная плотность мощности АМ сигнала занимает боковые полосы частот, расположенные симметрично вокруг несущей частоты, как показано на рис. 1.6. Полоса частот, занимаемая СПМ сигнала с АМ, составляет $2F_в$. При $m = 100$ % половина высокочастотной мощности модулированного сигнала сосредоточена в дискретной спектральной составляющей несущей частоты $P_{мол}$, а оставшаяся часть — в двух боковых полосах, по $P_{мол} / 4$ в каждой.

При импульсной модуляции амплитуды основными параметрами радиосигнала $u(t)$ являются несущая частота f_0, длительность огибающей радиоимпульса $\tau_и$, период повторения $T_п$ и начальная фаза высокочастотного заполнения последовательности импульсов $\varphi_н$. Амплитуд-

ный спектр Фурье периодической последовательности радиоимпульсов состоит (рис. 1.7) из дискретных спектральных составляющих, следующих с интервалом по частоте $F_п = 1 / T_п$. Его огибающая $A(f)$ симметрична относительно несущей частоты и изменяется по закону

$$S_U(f) = (\tau_и / T_п) \left| (\sin x) / x \right|,$$

где $x = \pi(f - f_0)\tau_и / T_п$.

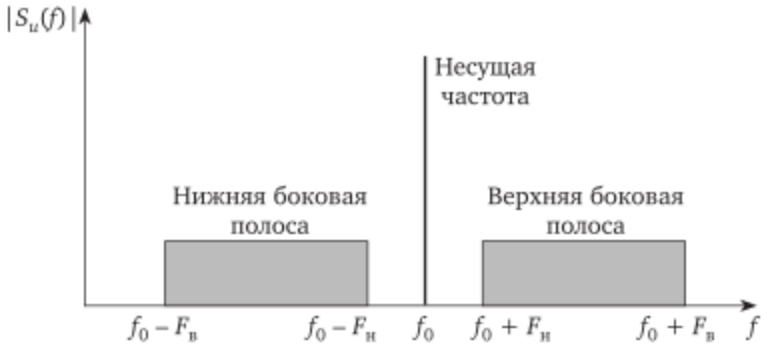

Рис. 1.6. **Спектр мощности АМ колебания при модулирующем сигнале в полосе частот $F_н...F_в$**

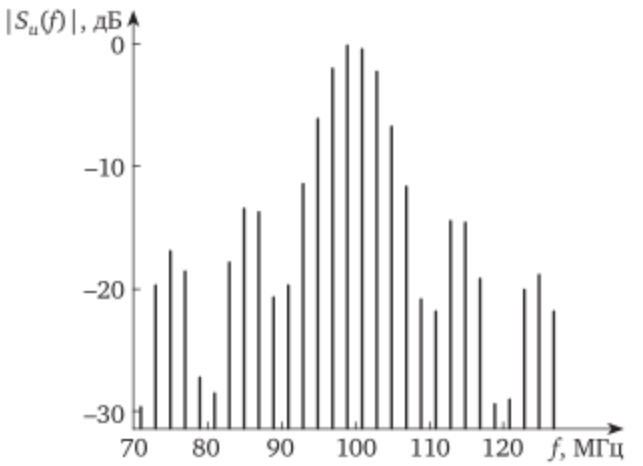

Рис. 1.7. **Амплитудный спектр последовательности радиоимпульсов с прямоугольной огибающей при частоте повторения $F_п$ = 10 МГц и частоте высокочастотного заполнения f_0 = 100 МГц**

Между первыми нулями главного лепестка амплитудного спектра интервал по частоте составляет $2 / \tau_и$, а расположены они симметрично относительно частоты $f = f_0$.

Если радиоимпульсы сформированы периодической манипуляцией амплитуды непрерывного гармонического колебания с нестабильной несущей частотой, то начальные фазы радиоимпульсов флуктуируют. Поэтому частоты дискретных составляющих спектра последовательно-

сти симметричны относительно несущей частоты f_0. Если же источник сигнала манипуляции навязывает одинаковую начальную фазу $\varphi_н$ каждому радиоимпульсу, например в результате ударного возбуждения резонансного контура, то полученные дискретные значения частоты пропорциональны частоте повторения циклов ударного возбуждения, а нестабильность несущей частоты проявляется лишь в незначительных изменениях огибающей амплитудного спектра. Именно такой эффект используется в генераторе гармоник при формировании сетки одновременно существующих стабильных частот.

При угловой модуляции амплитуда радиосигнала постоянна: $U = U_0$. Различие между фазовой и частотной модуляциями проявляется лишь в законе соответствия между сообщением $s(t)$ и изменениями фазы $\varphi(t)$ радиосигнала: при ФМ $\varphi(t) = as(t)$, а при ЧМ

$$\varphi(t) = b\int_0^t s(t)dt.$$

Если входной модулирующий сигнал имеет гармоническую форму $s(t) = U_\Omega \cos \Omega t$, то при неискаженной фазовой модуляции радиосигнал имеет вид

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + m_\varphi \cos \Omega t),$$

где m_φ — индекс фазовой модуляции.

Индекс фазовой модуляции определяется по формуле

$$m_\varphi = S_\varphi U_\Omega,$$

где S_φ — крутизна модуляционной характеристики фазового модулятора.

Индекс фазовой модуляции представляет собой амплитуду (половинный размах) девиации фазы при гармоническом модулирующем сигнале. Частота сигнала с тональной фазовой модуляцией изменяется по закону $f(t) = f_0 - m_\varphi \Omega \sin \Omega t$.

Если производится неискаженная частотная модуляция таким же гармоническим сигналом, то частотно-модулированный радиосигнал имеет вид

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + m_\omega \sin \Omega t), \tag{1.4}$$

где m_ω — индекс частотной модуляции.

Индекс частотной модуляции определяется по формуле

$$m_\omega = S_\omega U_\Omega / \Omega,$$

где S_ω — крутизна модуляционной характеристики частотного модулятора.

Индекс частотной модуляции представляет собой отношение девиации несущей частоты частотно-модулированного сигнала $\Delta\omega$ к частоте модуляции Ω: $m_\omega = \Delta\omega / \Omega$.

Сигнал с ЧМ по закону (1.4) можно представить в следующем виде ряда Фурье по дискретным компонентам амплитудного спектра:

$$u(t) = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_\omega)\cos(\omega_0 t + n\Omega t),$$

где $J_n(m_\omega)$ — функции Бесселя первого рода порядка n от аргумента m_ω; $J_{-n}(m_\omega) = J_n(m_\omega)$.

Таким образом, амплитудный спектр сигнала Фурье с тональной угловой модуляцией имеет на несущей частоте дискретную составляющую с амплитудой $U_\Omega J_0(m_\omega)$, а боковые полосы составлены из симметрично расположенных дискретных компонент на частотах $\omega_0 \pm n\Omega$, причем их амплитуды пропорциональны значениям функций Бесселя соответствующего номера n.

Если индекс ЧМ мал ($m_\omega << 1$), то $J_0(m_\omega) \approx 1$, $J_1(m_\omega) \approx m_\omega / 2$, $J_n(m_\omega) \approx 0$ для $n \geq 2$. В этом случае амплитудный спектр частотно-модулированного сигнала имеет две боковые компоненты, расположенные симметрично относительно несущей частоты, как и при АМ. Разница по сравнению со спектром амплитудно-модулированного сигнала состоит только в том, что фаза составляющей на частоте $\omega_0 + \Omega$ противоположна фазе составляющей на частоте $\omega_0 - \Omega$.

Если индекс ЧМ не мал, то занимаемая спектром $|S_u(f)|$ полоса частот увеличивается. На рис. 1.8 показан вид спектра частотно-модулированного сигнала при индексе модуляции $m_\omega = 5$. Из данного рисунка видно, что составляющие на несущей частоте и на симметричных относительно нее частотах $f_0 \pm nF_м$ могут иметь различные значения в соответствии со значениями функций $J_n(m_\omega)$, но при больших отстройках от несущей частоты, составляющих примерно $n > m_\omega$, они монотонно убывают. Если $m_\omega >> 1$, то удвоенную ширину спектра (занимаемую полосу частот) можно оценить эмпирическим соотношением

$$2П_{ЧМ} \cong 2\left(1 + m_\omega + \sqrt{m_\omega}\right)F_м.$$

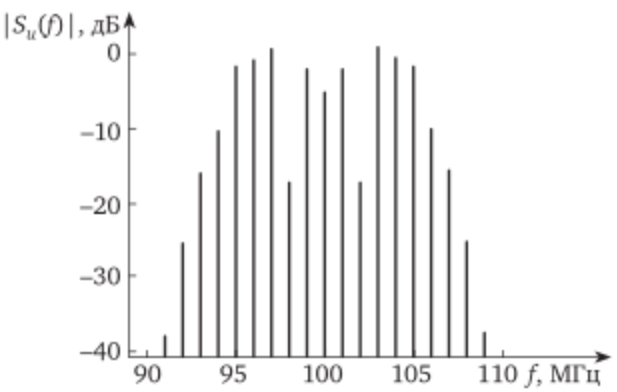

Рис. 1.8. **Амплитудный спектр сигнала с гармонической ЧМ при несущей частоте f_0 = 100 МГц, частоте модуляции $F_м$ = 1 МГц и индексе частотной модуляции m_ω = 5**

Угловая модуляция приводит к появлению за пределами занимаемой полосы частот нежелательных внеполосных модуляционных излучений (ВМИ): амплитудный спектр при тональной (гармонической) ЧМ с $m_\omega >> 1$ убывает примерно на 30 дБ, если отстройка от несущей частоты в 2 раза превышает занимаемую полосу $П_{ЧМ}$.

Сигнал с двухуровневой фазовой манипуляцией ФМ-2 характеризуется скачкообразными изменениями фазы на $\pm\pi / 2$ относительно фазы несущего колебания в моменты смены логического уровня передаваемого символа $s(t)$ (рис. 1.9). В модуляторах ФМ-2 сигналов применяют меры, чтобы моменты манипуляции соответствовали переходам мгновенного значения выходного сигнала $u(t)$ через нуль, так как отсутствие скачков мгновенного значения сигнала $u(t)$ снижает уровень ВМИ.

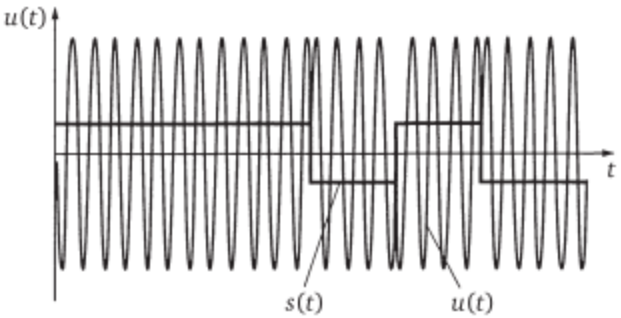

Рис. 1.9. **Осциллограмма сообщения *s*(*t*) и высокочастотного ФМ-2 сигнала *u*(*t*)**

Огибающая амплитудного спектра радиосигналов ФМ-2 показана на рис. 1.10. Она имеет лепестковую структуру. Ширина главного лепестка, примерно равная необходимой ширине полосы частот линии цифровой связи, составляет

$$2П_{ФМ\text{-}2} = 2 / \tau,$$

где τ — длительность элементарного импульса.

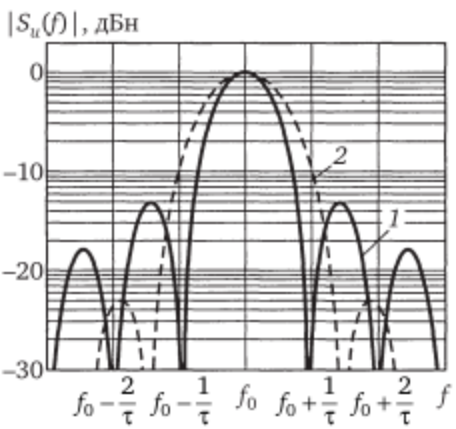

Рис. 1.10. **Огибающая амплитудного спектра радиосигналов ФМ-2 (кривая *1*) и МЧМ (кривая *2*) при одинаковой скорости их передачи**

За пределами занимаемой полосы частот уровень ВМИ уменьшается: уровень первого бокового лепестка на 13,2 дБ ниже уровня главного, уровень второго бокового лепестка — на 22 дБ, а максимумы дальних лепестков убывают по 6 дБ на каждые 2 / τ отстройки от несущей частоты.

Для снижения уровня ВМИ и снижения помех в соседних частотных полосах применяют частотные фильтры, настроенные на пропускание минимально необходимой полосы частот. Однако смена фазы входного колебания на противоположную при ФМ-2 (манипуляция фазы на π) вызывает на выходе такого фильтра провалы амплитуды до нуля в моменты времени, запаздывающие относительно момента манипуляции на постоянную времени контура $T_к$ (рис. 1.11). Причина этого заключается в наложении затухающего колебания с фазой предшествующего и нарастающего колебания с фазой текущего подимпульса. Длительность таких вариаций амплитуды составляет величину, обратную полосе пропускания фильтра.

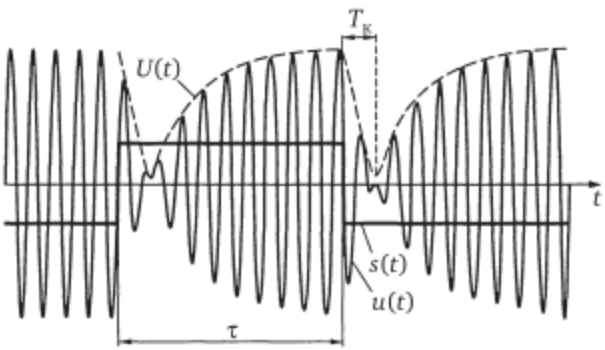

Рис. 1.11. **Амплитудная модуляция сигнала ФМ-2 на выходе полоснопропускающего фильтра первого порядка с полосой ПФМ-2**

При использовании сигналов с многоуровневой манипуляцией фазы (ФМ-*N*) глубина модуляции амплитуды на выходе фильтра зависит от сочетания фаз предыдущего и последующего подымпульсов. Провалы амплитуды до нуля на выходе полосно-пропускающего фильтра также могут появляться, если при случайном чередовании передаваемых символов очередной уровень фазы будет отличаться от предыдущего на величину *k*. Разработаны способы исключения таких ситуаций (см. гл. 6).

В современных системах мобильной связи используют сигналы с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ) без разрыва фазы. Минимальная девиация частоты для сигнала типа МЧМ в 2 раза меньше, чем частота следования передаваемых бит. Пример осциллограммы такого сигнала показан на рис. 1.12, работа модулятора рассмотрена в гл. 6. Уровень ВМИ для сигнала МЧМ (см. рис. 1.10, кривая *2*) снижается за пределами основного модуляционного спектра значительно быстрее, чем для ФМ-2.

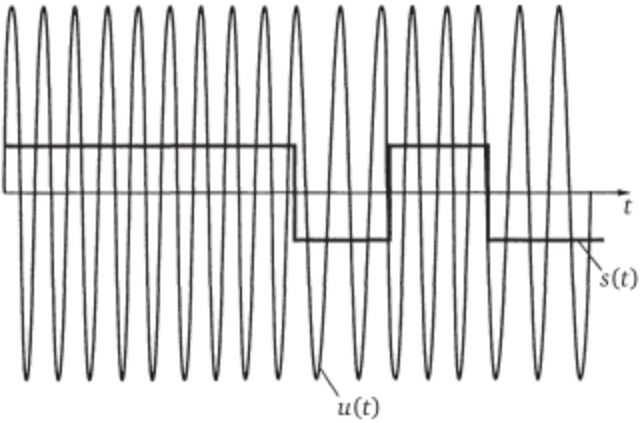

Рис. 1.12. **Осциллограмма частотно-манипулированного сигнала *u*(*t*) с непрерывной фазой**

Манипуляция частоты даже при непрерывной фазе приводит на выходе фильтра к нежелательным изменениям амплитуды. Пример осциллограммы частотно-манипулированного сигнала с непрерывной фазой на выходе полосно-пропускающего фильтра представлен на рис. 1.13.

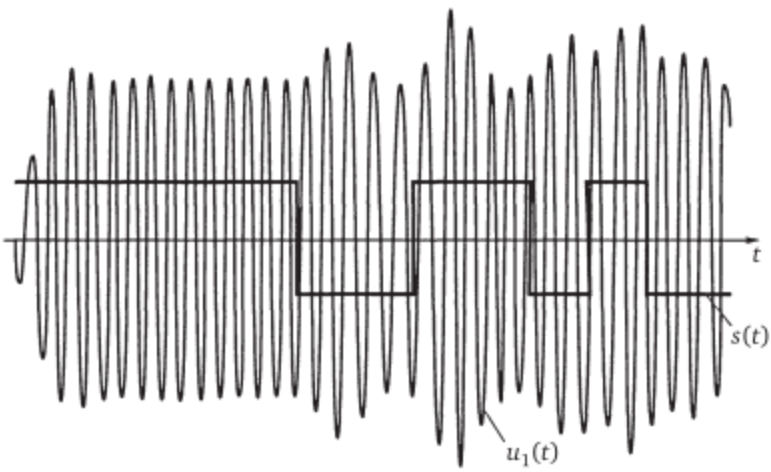

Рис. 1.13. **Осциллограмма частотно-манипулированного сигнала с непрерывной фазой на выходе полосно-пропускающего фильтра**

Кроме классических видов модуляции — только амплитудной и только угловой — находят применение комбинированные виды модуляции: балансная модуляция (БМ) и модуляция ОБП.

При БМ по сравнению с обычной амплитудной модуляцией полностью подавляется несущая частота, а симметричные относительно частоты f_0 боковые полосы остаются. Если модулирующее колебание представить рядом Фурье $s(t) = \sum_{k=1}^{K} S_k \cos(2\pi F_м t + \phi_м)$, где $F_м$ — нижняя

частота спектра модулирующих частот, то сигнал с балансной модуляцией можно записать в следующем виде:

$$u(t) = U_0 \sum_{k=1}^{K} S_k \cos(2\pi F_м t + \varphi_м) \cos 2\pi f_0 t.$$

Балансная модуляция осуществляется перемножением мгновенных значений модулирующего и несущего колебаний. Преимуществом балансной модуляции является уменьшение общей электромагнитной мощности за счет подавления мощности несущего колебания. Занимаемая полоса частот совпадает с полосой, занимаемой амплитудно-модулированным колебанием, и определяется верхней граничной частотой спектра модулирующих частот

$$2П_{БМ} = 2П_{АМ}.$$

Модуляция ОБП отличается тем, что подавляется не только спектральная составляющая несущей частоты, но и одна из боковых полос. Выходной сигнал при модуляции ОБП можно записать в виде

$$u(t) = U_0 \sum_{k=1}^{K} S_k \cos\left[2\pi\left(f_0 + F_м\right)t + \phi_м\right],$$

если выделена верхняя боковая полоса. Если выделена нижняя боковая полоса, то знак «+» в круглых скобках заменяется на знак «–». Иногда этот вид модуляции называют однополосной амплитудной модуляцией или модуляцией с подавлением зеркального канала и несущей. Схемотехническая реализация модуляции ОБП основана на перемножении модулирующего сигнала $s(t)$ с несущим колебанием $u_0(t)$ в четырех смесителях, опорные колебания которых отличаются сдвигом фазы на 0, 90, 180 и 270°. При прямом порядке чередования фаз после попарного суммирования выходных колебаний каналов получается компенсация верхней полосы и несущего колебания, а при обратном порядке компенсируются нижняя боковая полоса и несущее колебание.

Полоса частот, занимаемая сигналом с модуляцией ОБП, в 2 раза меньше, чем при АМ, и равна полосе модулирующих частот: $П_{ОБП} = F_в - F_н$.

Модуляция ОБП находит широкое применение в приемопередающей аппаратуре формирования и обработки сигналов для преобразования полосового спектра вверх или вниз с улучшенной фильтрацией за счет подавления зеркальной полосы без частотного фильтра. Подробнее смесители и модуляторы с подавлением зеркального канала рассмотрены в параграфах 3.4 и 6.4.

Применение модуляции ОБП для передачи информации по радиоканалу приводит к появлению погрешностей воспроизведения при неточном восстановлении значения несущей частоты на приемном конце, в результате чего все значения частоты модулирующего сигнала получают одинаковое абсолютное смещение. Поэтому в таких случаях

частично сохраняют остаток несущего колебания на уровне 5…10 % от полного.

Контрольные вопросы

1. Что такое сообщение, информация, сигнал, физический носитель сигнала?
2. Как определяются длительность, занимаемая полоса частот и база сигнала?
3. Почему преобразование Фурье занимает ведущее место среди различных видов интегральных преобразований?
4. Для решения каких задач целесообразно использовать преобразование Уолша?
5. В каких случаях необходимо использовать двумерные интегральные преобразования сигналов?
6. Как связаны между собой СПМ полного высокочастотного сигнала, СПМ его фазовых и частотных нестабильностей?
7. Что характеризует уровень «белого» фазового шума? Что такое «белый» частотный шум?
8. Чем определяется ширина основной части модуляционного спектра для сигналов с АМ, гармонической фазовой и частотной модуляцией, импульсной модуляцией амплитуды, манипуляцией фазы и частоты?
9. От каких параметров зависит уровень внеполосных модуляционных компонент спектра при различных видах модуляции?
10. Почему изменяется огибающая сигнала манипуляцией частоты или фазы на выходе полосового фильтра?

Глава 2
ИСТОЧНИКИ ОПОРНЫХ КОЛЕБАНИЙ

2.1. Виды и параметры источников опорных колебаний

Для правильного функционирования любого электронного средства необходим источник периодических колебаний с достаточно малой нестабильностью частоты повторения, предназначенный для синхронизации процессов, модуляции сигналов по закону передаваемого сообщения или выделения полезной информации. Высокочастотные колебания такого генератора создают опорные моменты времени для формирования сигналов с нужными значениями фазы, частоты, закона модуляции и т. д. Достижение компромисса между высокими требованиями к параметрам генераторов опорных колебаний определенной частоты в интервале дестабилизирующих факторов при ограничениях на массогабаритные показатели и энергопотребление характеризует искусство инженера — разработчика устройств формирования сигналов. Оно требует глубоких знаний, использования новых научно-технических достижений и высокой технологической культуры.

Источники опорных колебаний различаются по назначению, рабочей частоте, уровню паразитного отклонения частоты, виду активного элемента, выходной мощности, сервисным возможностям. В табл. 2.1 представлены параметры источников опорных колебаний.

Источники опорных колебаний характеризуются следующими основными параметрами: форма выходного сигнала; частота повторения сигнала на выходе; выходная мощность; уровень нестабильности частоты. Вспомогательные (технические) параметры источника опорного сигнала количественно определяют чувствительность основных параметров к изменениям внешних возмущающих факторов (температуры, изменений активной и реактивной компонент сопротивления нагрузки, вариаций влажности, давления воздуха, уровня проникающей радиации, питающих напряжений или токов, уровня вибраций или ударов); потребительские свойства и сервисные возможности (массогабаритные показатели, энергопотребление, совокупность режимов и удоб ство управления параметрами, стоимость изделия, удобство присоединения сопрягаемых узлов, ремонтопригодность и т. д.).

Таблица 2.1

Параметры источников опорных колебаний

Вид источника	Диапазон частот, Гц	Кратковременная нестабильность частоты $\delta_к$ за 1 с	Выходная мощность, Вт	Вид колебательной системы; тип активного элемента
Тактовый генератор	$10^{-6}…10^{6}$	$10^{-3}…10^{-2}$	$10^{-4}…10^{-2}$	*RC*; операционный усилитель, логический элемент, транзистор
Источник синусоидальных колебаний	$10^{4}…10^{8}$	$10^{-4}…10^{-3}$	$10^{-4}…10^{4}$	*LC*; лампа, транзистор
Стабильный по частоте источник колебаний	$10^{4}…10^{11}$	$10^{-15}…10^{-5}$	$10^{-6}…10^{-3}$	Высокодобротный резонатор; диод СВЧ, транзистор СВЧ
Источник СВЧ колебаний со средней стабильностью частоты	$10^{9}…10^{11}$	$10^{-5}…10^{-4}$	$10^{-2}…10^{6}$	Замедляющие системы СВЧ; отражательные клистроны, магнетроны, митроны, лампы обратной волны и др.
Эталон частоты и времени	$10^{9}…10^{14}$	$10^{-14}…10^{-3}$	$10^{-10}…10^{-6}$	Квантово-механические генераторы и дискриминаторы частоты; мазеры, атомно-лучевые колбы с оптической или СВЧ накачкой

Выходная мощность источника сигнала $P_{вых} = U_0^2 / 2R_н$ определяется на согласованной активной нагрузке $R_н$ (по умолчанию $R_н$ = 50 Ом) при номинальной температуре окружающей среды (по умолчанию +25 °С). Она измеряется либо в системных единицах — ваттах, либо в децибелах относительно определенной мощности. Часто применяется шкала децибел относительно 1 милливатта: выходной мощности A в милливаттах соответствует мощность $A_1 = 10\lg A$, выраженная в дБ·мВт. В ряде случаев применяют нормировку по отношению к $1 \cdot 10^{-12}$ Вт — дБ·пВт; к $1 \cdot 10^{-9}$ — дБ·нВт; 1 Вт — дБ·Вт (в англоязычной литературе мощности 1 дБ·мВт соответствует 1 dBm).

Уровень несинусоидальности выходного сигнала характеризуется выраженным в децибелах содержанием мощности второй A_2, третьей A_3 и следующих гармоник в спектре выходного сигнала по отношению к мощности несущего колебания. Иногда коэффициент несинусоидальности рассчитывают как отношение суммы мощностей всех гармоник, кроме первой, к мощности первой гармоники.

Непосредственно после включения питающего напряжения опорного автогенератора происходят процессы установления его амплитуды и частоты. Длительность «выбега» частоты зависит от постоянной времени колебательной системы и характера тепловых процессов в конструкции генератора. Для источников колебаний с прецизионной стабильностью частоты выбирают изохронные режимы генерации, в которых изменения амплитуды оказывают слабое влияние на вариации частоты.

Для сокращения длительности процесса установления температуры в термостабилизированных конструкциях включают на время прогрева дополнительный источник нагревающей мощности. В интегральных микросхемах опорных генераторов применяют «спящий» режим с пониженным энергопотреблением, что позволяет сократить продолжительность процесса установления частоты и мощности. В высокодобротных колебательных системах например в кварцевых фильтрах, входящих в состав некоторых видов опорных генераторов, эквивалентная постоянная времени может ограничивать длительность процесса установления частоты. В процессе установления амплитуды колебания могут быть неизохронными, поэтому в высокостабильных опорных генераторах импульсный режим не используется.

Когда тепловой режим установился, то нестабильность частоты является случайным процессом, параметры которого определяются внутренними процессами движения зарядов (дробовые и тепловые эффекты) и влиянием факторов внешних воздействий: вариаций давления и влажности воздуха, вибраций и ударов, акустическими воздействиями, проникающей радиацией, мощными электромагнитными воздействиями и т. д.

За большое время наблюдения может происходить дрейф средней частоты, связанный со старением стабилизирующего резонатора или деградацией вакуума в колбах с атомными частицами.

Для расчета конкретного радиоэлектронного средства надо знать $S_{\varphi}(F)$ его возбудителя как функцию отстройки F от несущей частоты с учетом вклада узлов синтеза частот и обработки сигнала (см. рис. 1.4). Общую оценку уровня нестабильности частоты опорного генератора удобнее давать в виде СКО за определенный отрезок времени. В качестве характеристики кратковременного паразитного отклонения (нестабильности) частоты $\delta_{к}(T_{к})$ принимают относительное СКО частоты за интервал времени наблюдения $T_{к}$ длительностью 1, 10, 100 или 1000 с при усреднении за 1, 10 или 100 мс. Эта величина характеризует вклад в частотный шум естественных процессов, например дробового и теплового шума элементов задающего автогенератора.

Долговременная нестабильность (дрейф) частоты $\delta_{д}(T_{д})$ за интервалы времени наблюдения $T_{д}$ длительностью в сутки, неделю, месяц, год, 10 или более лет при усреднении за 1 ч или 1 сут характеризует эффекты старения или деградации элементов.

Температурный коэффициент частоты (ТКЧ) измеряют при номинальной температуре в относительных миллионных долях на 1 °С (10^{-6}/°). Термокомпенсированные генераторы могут иметь низкий ТКЧ в одном интервале температур и проявлять существенный рост вариаций частоты в более широком интервале. Более полно температурные уходы частоты характеризуются зависимостью величины ТКЧ от рабочей температуры. Оптимальная внутренняя рабочая температура термостатированных опорных генераторов выбирается в окрестности соседних точек экстремума (перегиба) такой зависимости. Дополнительную опасность, с точки зрения нестабильности частоты, могут представлять динамические изменения температуры: тепловые удары (резкое изменение температуры) и многократное повторение циклов нагрева и охлаждения. Эти параметры нормируются для источников колебаний, работающих в особо тяжелых условиях, например на спутниках Земли в космосе.

Вариации фазы за короткое время могут проявлять эффект дрожания, который обусловлен влиянием пульсаций питающего напряжения, внешними акустическими воздействиями (микрофонный эффект) или фликкер-эффектами в элементах генератора. Его оценивают величиной СКО моментов перехода фазы через нуль за 1 с и измеряют в пикосекундах.

При использовании стабильных по частоте опорных генераторов необходимо учитывать ограничение на выходную мощность. Превышение ее допустимых значений для высокостабильного опорного генератора приводит к росту температуры стабилизирующего частоту резонатора, что увеличивает частотные отклонения. Кроме того, рост мощности активного элемента увеличивает уровень естественных (дробовых и тепловых) шумов, определяющих флуктуации частоты.

Для опорных генераторов с навесными элементами колебательной системы существенным параметром может стать *чувствительность по отношению к механическим воздействиям* (к вибрациям с опреде-

ленной частотой или к ударам), измеряемая в единицах ускорения свободного падения (g). Дополнительно в этом случае может указываться частота вибраций или наиболее опасное направление приложения вектора механического воздействия по отношению к характерной координате конструкции источника колебаний.

2.2. Стандарты частоты и времени

В качестве эталона времени в 1 с международными соглашениями принят интервал времени, за который происходит 9 192 631 770 периодов излучения, соответствующего переходу между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133. Квантово-механический первичный мировой эталон частоты и времени выполнен на основе прецизионного цезиевого дискриминатора — атомно-лучевой трубки. Фаза его колебаний периодически корректируется по результатам астрономических измерений, которые учитывают «звездное» время. Сигналы мирового эталона передаются по каналам связи и синхронизируют вторичные — национальные и локальные — стандарты (эталоны) частоты, по отношению к колебаниям которых оценивают стабильность частоты тех или иных источников опорных колебаний радиоэлектронных средств. Вторичные стандарты частоты выполняются на основе либо водородных молекулярных генераторов (мазеров), либо цезиевых или рубидиевых квантовых дискриминаторов, либо прецизионных кварцевых автогенераторов, снабженных средствами периодической синхронизации по первичному локальному эталону.

При оценке сведений о нестабильности частоты стандарта частоты надо иметь в виду, что для метрологически достоверных измерений стабильности с оценкой доверительного интервала должен быть использован в качестве эталонного источник колебаний, на 1—2 порядка более стабильный, чем измеряемый, что невозможно для предельно стабильных источников. Поэтому сверхмалые нестабильности частоты измеряют по биениям колебаний независимых и одинаковых по конструкции генераторов, находящихся в одинаковых внешних условиях.

В качестве характеристик стандартов частоты указывают *погрешность воспроизведения* частоты от одного включения к другому за определенное время наблюдения T.

Каждый источник опорного сигнала характеризуется *погрешностью установки* частоты $\delta_{уст}$ — относительным СКО от частоты стандарта. Эта величина определяет количество старших десятичных разрядов номинала частоты, которые можно считать достоверными, в отличие от значений младших разрядов, которые являются результатом вычислительных операций над частотой без учета доверительной погрешности.

Для генераторов с невысокой стабильностью в качестве единиц измерения относительных погрешностей частоты используют внесистемные единицы: сотые доли — проценты (%); тысячные доли — промилле (‰).

При средней стабильности применяют миллионные (10^{-6}) доли — пропромилле (млн$^{-1}$) (в англоязычной литературе — ppm); при повышенной стабильности — биллионные (в некоторых странах их называют миллиардными) (10^{-9}) доли (млрд$^{-1}$) (в англоязычной литературе — ppb).

Вторичные стандарты частоты обычно дополняются средствами для коррекции начальной фазы или управления частотой в небольших пределах в целях установки номинала частоты по более точному эталону и для компенсации долговременного дрейфа частоты.

Водородные мазеры обеспечивают наибольшую долговременную стабильность частоты — до $1 \cdot 10^{-15}$/год, цезиевые стандарты — до $5 \times \times 10^{-13}$/год, рубидиевые до $\pm 5 \cdot 10^{-12}$/год, кварцевые — до $5 \cdot 10^{-10}$/год.

Рубидиевые стандарты частоты российского производства (см. табл. 2.2) имеют массу 1…2 кг, достаточно компактны и применяются на летательных аппаратах и в составе аппаратуры космических станций.

Серийно выпускаются вторичные стандарты частоты, имеющие массу 0,6…90 кг, с кратковременной (за 1 с) относительной нестабильностью частоты $2 \cdot 10^{-13}$…$1 \cdot 10^{-10}$, с долговременной (за 1 сут) относительной нестабильностью частоты до $2 \cdot 10^{-15}$, с ТКЧ $5 \cdot 10^{-16}$…$3 \cdot 10^{-10}$ на 1 °С, с продолжительностью выхода на установившийся режим от 5 мин до 1 ч. Специализированные для работы с определенной системой связи или радионавигации стандарты частоты имеют выходы колебаний с частотами, стандартизованными в такой системе.

Квантовые стандарты частоты характеризуются достаточно низким уровнем фазового шума при очень малых отстройках от несущей частоты. На рис. 2.1 показаны характеристики СПМ фазового шума вблизи несущей для некоторых изделий. Низкий уровень фазовых шумов вблизи несущей обусловлен использованной в таких стандартах многоступенчатой фазовой синхронизацией колебаний: по сигналу водородного мазера синхронизируются колебания цезиевого подстраиваемого источника, а по ним — прецизионного управляемого кварцевого генератора.

В табл. 2.2 приведены параметры некоторых моделей квантовомеханических стандартов частоты и прецизионных кварцевых генераторов. Можно отметить, что среди конкурентоспособных в мире моделей квантовых стандартов частоты и времени имеются изделия, разработанные и выпускаемые в России. Источник колебаний типа Ч1-75А, выполненный на основе водородного мазера, имеет наибольшую стабильность, повторяемость и погрешность установки частоты, поэтому может использоваться в качестве вторичного стандарта частоты и времени. Цезиевый стандарт *Times Cesium* отличается наименьшим уровнем «белого» фазового шума в выходном сигнале и имеет входы для кодовой коррекции текущей фазы колебаний по первичному эталону. Отечественное изделие *RFS*-2002 выполнено на основе рубидиевого дискриминатора и благодаря низкой нестабильности частоты и сравнительно небольшой массе может быть встроено в аппаратуру связи или навигации.

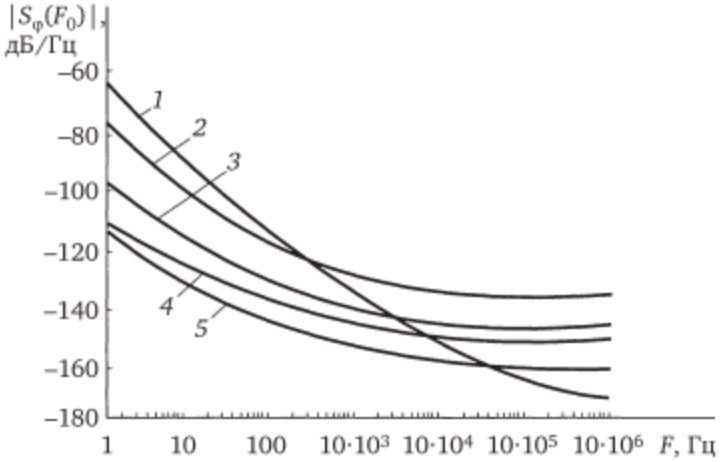

Рис. 2.1. **Характеристики СПМ фазового шума вблизи несущей:**
1 — опорный генератор на ПАВ; *2* — кварцевый генератор *QEA*51-*AO*;
3 — водородный стандарт частоты X72TM; *4* — кварцевый генератор 270;
5 — кварцевый генератор *CFPO*-2*SS*

Прецизионный кварцевый генератор типа 253 при миниатюрном исполнении имеет сравнимую с квантовыми источниками кратковременную нестабильность частоты, но за длительный отрезок времени изготовители не гарантируют сохранение номинала частоты. В это изделие также встроена схема кодовой коррекции эффекта старения кварцевого резонатора. Частота выходного сигнала прецизионных кварцевых генераторов *CFPO*-2*S* и *FTS*9300 имеет малую кратковременную нестабильность, ее номинал может быть выбран по заказу в пределах нескольких десятков мегагерц, их выходная мощность составляет единицы милливатт, а благодаря миниатюрному исполнению они могут быть встроены в серийные радиотехнические изделия.

Электронные схемы переноса стабильности частоты в большинстве стандартов частоты и времени обеспечивают номинальные значения выходных частот 1, 5 или 10 МГц с гарантированным числом нулевых десятичных разрядов, опираясь на уникальные частоты квантовых переходов.

Ряд моделей серийных стандартов частоты предусматривает дополнительные когерентные выходные импульсы секундного диапазона для сигналов опорного времени и возможность автоматизированного или ручного смещения шкалы времени на десятки наносекунд.

2.3. Автогенераторы со стабилизацией частоты по кварцу

Источники опорных колебаний диапазона частот от 1 кГц до 100 МГц с кратковременной нестабильностью частоты порядка $10^{-5}...10^{-8}$ обычно выполняются на основе транзисторных *LC*-генераторов со стабилизирующим кварцевым резонатором.

Таблица 2.2

Параметры квантово-механических стандартов частоты и прецизионных кварцевых генераторов

Тип генератора	Выходная частота $f_{вых}$, МГц	Кратковременная нестабильность частоты $\delta_к$ за 1 с	Спектральная плотность мощности $\lvert S_\varphi(F)\rvert$, дБ/Гц, при отстройке		Долговременная нестабильность частоты $\delta_д$ за 1 год	Масса, кг	Мощность энергопотребления, Вт	Модель, сайт
			10 Гц	1 кГц				
ВГ	1; 10	$1 \cdot 10^{-3}$	–130	–155	$2 \cdot 10^{-14}$	90	100	Ч1-75А, www.kwarz.ru
ЦС	10	$2 \cdot 10^{-2}$	–126	–160	$3 \cdot 10^{-13}$	—	40	*Times Cesium*, www.symmetricorn.com
РС	1; 5; 10	$4 \cdot 10^{-11}$	–110	–145	$1 \cdot 10^{-12}$	1,3	14	*RFS*-2002, www.rirt.ru
ПКГ	1; 10	$1 \cdot 10^{-12}$	–100	–160	$3 \cdot 10^{-8}$	—	3	253, www.mti-milliren.com
	5…13	$5 \cdot 10^{-12}$	–135	–160	$8 \cdot 10^{-9}$	0,08	8	*CFPO*-2S, www.cmac.com
	45…135	$5 \cdot 10^{-12}$	–100	–137	$1 \cdot 10^{-8}$	0,17	1	*FTS*9300, www.symmetricom.com

Примечание. ВГ — водородный генератор (мазер); ЦС — цезиевый стандарт частоты; РС — рубидиевый стандарт частоты и времени; ПКГ — прецизионный кварцевый генератор.

Стабилизирующий частоту резонатор вырезается в виде плоской пластины прямоугольной или круглой формы из искусственного кристалла кварца под определенным углом к его кристаллографическим осям, что позволяет достигнуть термокомпенсации в определенном температурном интервале. Противоположные грани пластины металлизируются, образуя плоский конденсатор со статической емкостью C_0, в котором под действием высокочастотного напряжения на обкладках происходят колебания сдвига по толщине пластины с закрепленными концами. Частота колебаний, при которой на толщине пластины укладывается половина длины волны в кварце, определяется толщиной вырезанной пластины

$$f_{кв} = M / h,$$

где M — размерный коэффициент, зависящий от типа среза ($M \approx$ $\approx$ 1,7…3 МГц · мм); h — толщина пластины, мм.

Кварцевые резонаторы могут быть выполнены с низкой резонансной частотой (до 1…5 кГц), но пластина резонатора при этом будет излишне громоздкой и массивной, так что целесообразно использовать более высокочастотные резонаторы. Основная резонансная частота кварцевых резонаторов, как правило, не превышает 25…40 МГц, что обусловлено возможностями закрепления сверхтонких пластин пьезокварца. В дорогих моделях кварцевых резонаторов с особым срезом и непрямоугольной формой основная частота достигает 100…130 МГц. Однако это снижает эквивалентную добротность резонатора и увеличивает частотную нестабильность источника опорных колебаний.

Пластины кварцевых резонаторов проявляют резонансные свойства на обертонах с нечетными номерами, когда на той же толщине укладывается 3, 5, 7 полуволн механических колебаний с входной частотой. Использованием таких механических гармоник кварцевого резонатора можно повысить частоту выходных электрических колебаний кварцевого автогенератора. Использование высоких (седьмой и выше) механических гармоник снижает достижимую стабильность частоты. Вакуумирование кварцевого резонатора повышает его устойчивость к вариациям давления, влажности и снижает фазовые шумы. Специфической особенностью кварцевых резонаторов является эффект их старения. Наибольший дрейф частоты (порядка 1…10 млн$^{-1}$) наблюдается за первый год работы резонатора, в последующие годы эта величина снижается в 3—5 раз.

Для расчета автогенератора с кварцевым резонатором (рис. 2.2, *а*) используют в окрестности выбранной резонансной частоты эквивалентную схему, показанную на рис. 2.2, *б*. Схеме, представленной на рис. 2.2, *б*, соответствует полное сопротивление $z_{кв}(f) = R_{кв}(f) +$ $+ jX_{кв}(f)$, где $R_{кв}(f)$ и $jX_{кв}(f)$ — соответственно активная и реактивная составляющие последовательной схемы замещения (рис. 2.2, *в*). Они изменяются в окрестности резонанса, как показано на рис. 2.3. Колебательный контур на схеме, представленной на рис. 2.2, *б*, имеет две соб-

ственные частоты: частоту последовательного резонанса динамической ветви $f_{кв} = 1/(2\pi\sqrt{L_{кв}C_{кв}})$ и частоту параллельного резонанса всего контура $f_п = f_{кв}\sqrt{1 + C_{кв}/C_0}$. Для кварцевых резонаторов обычно $C_{кв}/C_0 \approx$ $\approx 10^{-3}\ldots10^{-4}$, поэтому интервал между указанными частотами очень мал. В различных схемах автогенераторов с кварцевым резонатором используется либо узкий интервал частот между $f_{кв}$ и $f_п$, где кварц представляет собой индуктивное сопротивление (вблизи частоты параллельного резонанса $f_п$), либо интервал частот вблизи частоты последовательного резонанса $f_{кв}$, где кварц играет роль малого активного сопротивления порядка $r_{кв}$. Приближенно можно считать, что предельно достижимая кратковременная относительная нестабильность частоты автогенератора с кварцем $\delta_к$ обратно пропорциональна квадрату добротности кварцевого резонатора $Q_{кв} = (1/r_{кв})\sqrt{L_{кв}/C_{кв}} \approx 10^{-7}\ldots10^{-4}$.

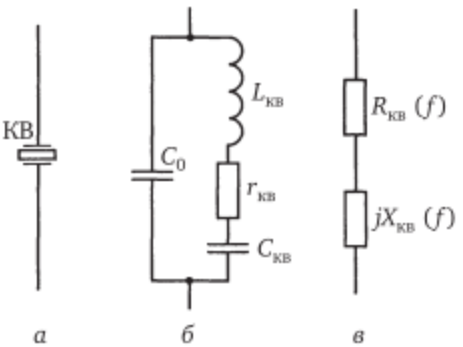

Рис. 2.2. **Обозначение кварцевого резонатора (*а*), его эквивалентная схема вблизи одной из частот механического резонанса (*б*) и последовательная схема замещения (*в*):**

C_0 — емкость кварцедержателя; $L_{кв}$, $C_{кв}$ — динамические параметры резонатора, характеризующие соответственно инерционные и упругие свойства пластины; $r_{кв}$ — сопротивление активных потерь в пластине; $R_{кв}(f)$, $X_{кв}(f)$ — соответственно активная и реактивная составляющие последовательной схемы замещения

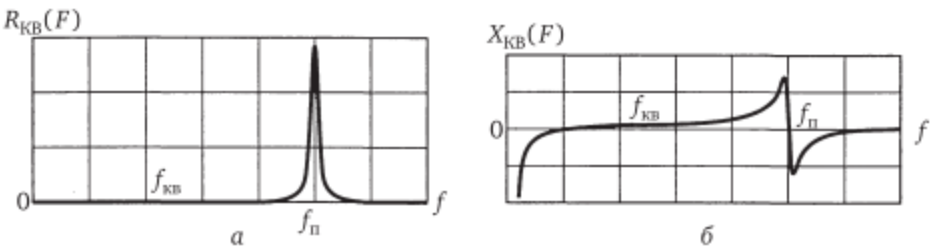

Рис. 2.3. **Частотные характеристики сопротивлений схемы замещения кварцевого резонатора вблизи собственных частот:**

а — $R_{кв}(f)$; *б* — $X_{кв}(f)$

Номинальное значение частоты параллельного резонанса кварцевого резонатора может быть установлено изготовителем по заказу

в пределах нескольких десятков мегагерц с технологической относительной погрешностью в несколько единиц в шестом знаке. Частота генерации близка к одной из указанных частот — последовательного или параллельного резонанса. Электронное управление частотой генерации кварцевого автогенератора используется либо для небольшой коррекции его номинальной частоты, либо для формирования частотно-модулированного сигнала с небольшой относительной девиацией частоты.

Схема управляемого по частоте кварцевого автогенератора отличается тем, что в ее состав введены цепи, изменяющие суммарные значения характерных частот колебательной системы. Чаще всего роль управляемой реактивности выполняет варикап, включаемый последовательно или параллельно с кварцевым резонатором. Тогда параметры эквивалентной схемы, показанной на рис. 2.2, *б* зависят от смещения на варикапе и оказывают влияние на частоту генерации. Оценочная величина диапазона управления частотой в 10—30 раз превышает нестабильность частоты генератора, работающего в лабораторных условиях. Более широкий диапазон перестройки частоты с умеренной нестабильностью частоты достигается в управляемых кварцевых генераторах, где кварцевый резонатор включен в цепи обратной связи схемы автогенератора. При этом управитель частоты может изменять собственную резонансную частоту основной *LC*-колебательной трехточечной схемы автогенератора, а кварцевый резонатор благодаря высокой крутизне и стабильности фазочастотной характеристики цепи обратной связи стабилизирует вариации частоты генерации в пределах своей полосы пропускания. Разработка управляемых кварцевых генераторов всегда представляет собой задачу выбора компромисса между требованиями устойчивости по отношению к внешним дестабилизирующим факторам, диапазоном и линейностью перестройки при допустимых изменениях мощности выходного сигнала.

Наряду с разработкой автогенераторов с кварцем на различных активных элементах, обладающих совокупностью особых свойств по стабильности, шумовым свойствам, возможностям электронного управления частотой, рабочей частоте со спектром, свободным от паразитных дискретных составляющих, в настоящее время на мировом рынке имеется значительное количество готовых микросхем или микросборок, которые представляют собой автогенераторы с кварцевыми резонаторами. Семейство таких интегральных автогенераторов достаточно разветвленное. Наряду с обычными кварцевыми генераторами выделяют вакуумированные, прецизионные, тактовые, термостабилизированные, термокомпенсированные с цифровой или микропроцессорной компенсацией, управляемые напряжением по частоте, синхронизированные по фазе. Различия этих групп по характеристикам стабильности и управляемости весьма существенны, а их ценовые показатели различаются в сотни раз.

Продолжительность установления теплового режима кварцевого автогенератора после включения уменьшается в моделях с предварительным прогревом и внутренним термостатированием для авторегулировки температуры кристалла.

Прецизионные кварцевые генераторы при сравнимых характеристиках по кратковременной нестабильности частоты и массогабаритным показателям имеют более низкие по сравнению с рубидиевыми стандартами фазовые шумы (см. рис. 2.1). Однако они проигрывают атомным стандартам по долговременной стабильности из-за старения кварца (см. табл. 2.2). Диапазон изменения частоты резонатора из-за эффекта старения в ряде моделей прецизионных кварцевых генераторов снижается предварительным старением и встроенными устройствами цифровой коррекции номинальной частоты.

Выходная мощность источников опорных колебаний с кварцем ограничена уровнем 1…5 мВт из-за того, что в кристалле высокодобротного резонатора сосредоточена значительная реактивная мощность и повышение выходной высокочастотной мощности приводит к недопустимому разогреву кристалла и увеличенному дрейфу частоты.

2.4. Тактовые генераторы

Тактовые опорные генераторы используются в микропроцессорных устройствах управления, компьютерах, вычислительных системах. Как правило, в таких случаях не нужны очень высокие показатели стабильности частоты. Основные требования к тактовым опорным генераторам: рабочая частота — до нескольких сотен мегагерц; совместимость с компонентами использованной цифровой логики по уровням сигнала и нагрузочной способности; возможность поверхностного монтажа; форма выходного сигнала — близкая к двухуровневой, а иногда — к трехуровневой (для цифровой логики с тремя стабильными состояниями); экономичность по потребляемой мощности; малый уровень дрожания фазы; допустимый уровень паразитных электромагнитных излучений.

В первом приближении способность генератора сохранять стабильную частоту колебаний обратно пропорциональна квадрату эквивалентной добротности его колебательной системы. Для колебательных систем, отличающихся от стандартного одиночного *LC*-колебательного контура, можно считать, что эквивалентная добротность обратно пропорциональна крутизне зависимости фазового сдвига от частоты в окрестности частоты генерации. При невысоких требованиях к стабильности частоты в качестве тактовых могут использоваться релаксационные автогенераторы с *RC*-колебательной системой, эквивалентная добротность которых — порядка 10. Типовые значения кратковременной нестабильности частоты опорных тактовых генераторов составляют 1…50 $млн^{-1}$, выходные частоты — от 1кГц до 350 МГц.

Двухуровневые выходные сигналы опорной частоты предназначены для цифровой логики типа ТТЛШ, ЭСЛ, *HCMOS* и др. Согласование формы и уровня выходного сигнала тактового генератора и использованных цифровых компонентов характеризуется допустимым отклонением его сигнала от пороговых уровней логических элементов, которые различаются по уровням и знаку, в зависимости от типа логики.

Стабильные уровни выходного напряжения тактового генератора должны быть в достаточной степени симметричными относительно середины между стандартными уровнями логики использованного типа. Количественно симметричность выходного сигнала тактового генератора оценивается (рис. 2.4) отношением времени превышения середины между зонами логических уровней к периоду колебаний, %:

$$k_с = (T_н / T)100\ \%.$$

Коэффициент симметричности $k_с$ для тактовых генераторов среднего качества принимает значение 35…65 %, высокого качества — 48…52 %.

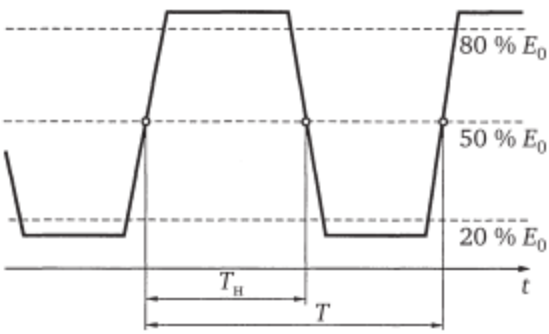

Рис. 2.4. **Оценка симметричности выходного сигнала тактового генератора относительно цифровой логики**

Новые возможности улучшения характеристик электромагнитной совместимости вычислительных устройств и снижения их радиозаметности открываются благодаря введению в тактовых генераторах режима расширения спектра. Метод расширения спектра поясняется на рис. 2.5. Спектральная плотность мощности обычного тактового генератора сосредоточена вблизи средней частоты f_0 и ее гармоник (линия *1* на рис. 2.5, *а*). В паразитных радиоизлучениях компьютера, микропроцессора, монитора или иного тактируемого устройства, выполненного на основе такого генератора, содержатся пиковые спектральные и временные компоненты, нарушающие нормы электромагнитной совместимости, а иногда позволяющие получить несанкционированный доступ к обрабатываемой информации через окружающее электромагнитное поле. В моделях тактовых генераторов с расширением спектра введены средства внутренней частотной модуляции по треугольному закону, показанному на рис. 2.5, *б* с девиацией

частоты Δf и частотой повторения $F_м$. В результате спектр паразитных излучений расширяется (кривая *2* на рис. 2.5, *а*). Это позволяет распределить энергию сигнала тактового генератора по полосе частот в пределах 0,5…3 % вокруг частоты f_0 и тем самым снизить пиковые значения СПМ.

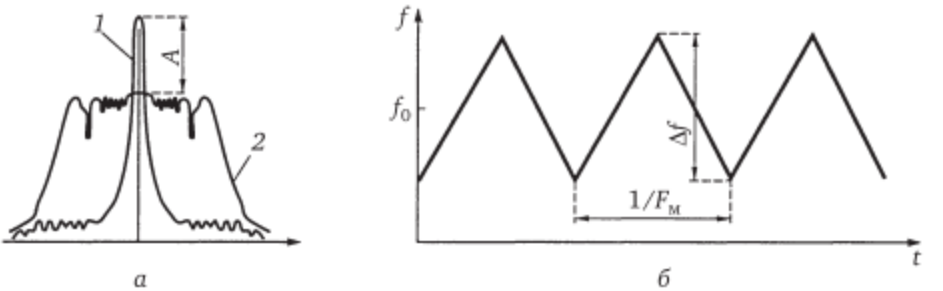

Рис. 2.5. **График расширения спектра колебаний тактового генератора (*а*) и закон встроенной частотной модуляции для этого (*б*):**
1 — исходный спектр; *2* — расширенный спектр; А — снижение уровня СПМ (до 16 ДБ)

Тактовые генераторы бывают различного конструктивного оформления. Например, опорный тактовый генератор, предназначенный для поверхностного монтажа, может иметь размеры 1,6 × 1,6 × 0,9 мм. Ряд моделей тактовых генераторов в интегральном исполнении имеет очень высокую прочность по отношению к линейным ускорениям (до 5000 *g*) и вибрациям.

2.5. Источники опорных колебаний сверхвысокочастотного диапазона

Для автогенераторов диапазона СВЧ используются дополнительные, по сравнению с кварцевыми генераторами, параметры качества. В частности, влияние на частоту фазы коэффициента отражения характеризуется *коэффициентом затягивания частоты* — разностью в мегагерцах между максимальным и минимальным значениями частоты для всех возможных значений фазы коэффициента отражения при коэффициенте стоячей волны КСВ = 2. Например, для хорошего интегрального генератора на частоту 100 МГц коэффициент затягивания частоты может составлять 50…70 кГц, а для управляемого по частоте генератора миллиметрового диапазона со средней частотой около 20 ГГц — 1…5 МГц.

Изменения частоты опорного генератора СВЧ при нестабильности питающего напряжения характеризуются *чувствительностью к вариациям напряжения питания*, которая измеряется в Гц/В при номинальной температуре и согласованной нагрузке. Для опорного генератора среднего качества без кварца на частоту 100 МГц чувствительность

к вариациям напряжения питания может составлять 10…30 кГц/В, а для генератора диапазона 15 ГГц — до 10…30 МГц.

Для стабилизации частоты колебаний автогенераторов сверхвысокочастотного диапазона применяют в дополнение к основной колебательной системе стабилизирующие частоту элементы: линии задержки на поверхностных акустических волнах (ПАВ), сферы из железоиттриевого граната (ЖИГ) в магнитном поле (ЖИГ-перестройка частоты), диэлектрические резонаторы из лейкосапфира или других высокодобротных диэлектриков, сверхпроводящие полые металлические резонаторы в сосудах с глубоким охлаждением.

Резонаторы с использованием ПАВ могут иметь добротность порядка нескольких тысяч. Автогенераторы на ПАВ имеют повышенную (до 10…23 дБ·мВт) выходную мощность и малый уровень фазовых шумов. Пример зависимости СПМ фазового шума вблизи несущей частоты $S_{\varphi}(F)$ для таких генераторов был приведен на рис. 2.2.

Использование высокодобротных дисковых диэлектрических резонаторов позволяет увеличить до 30 ГГц выходную частоту генераторов с относительной нестабильностью частоты порядка 1…5 млн$^{-1}$. На основе таких резонаторов, выполненных из лейкосапфира, созданы генераторы фиксированных частот диапазона 8…10 ГГц с выходной мощностью 13 дБмВт, имеющие исключительно низкие фазовые шумы вблизи несущей частоты. Техника дисковых диэлектрических резонаторов СВЧ позволяет создавать генераторы со стабильностью, превышающей достигнутую в кварцевых и даже атомных устройствах. Но здесь имеются проблемы повторяемости значения частоты от одного экземпляра резонатора к другому, высокая стоимость материала и изготовления из него резонатора.

Резонаторы на железоиттриевом гранате имеют сферическую форму и эквивалентную добротность порядка нескольких тысяч, поэтому они обеспечивают нестабильность частоты порядка 10 млн$^{-1}$ при возможности электронной перестройки на октаву и более изменением тока подмагничивания. Специфическим параметром таких генераторов является допустимый уровень гистерезиса, т. е. разности резонансных частот при изменении направления перестройки стабилизирующего резонатора. Например, при рабочей частоте около 3 ГГц скачок частоты из-за гистерезиса при изменении направления перестройки частоты может составлять 10…20 МГц. Кроме того, схемы управления током подмагничивания имеют невысокую граничную частоту полосы пропускания по частотам модуляции порядка единиц или десятков килогерц, а конструкция управителя частотой усложнена необходимостью размещения ЖИГ-резонатора и источника управляемого магнитного поля в СВЧ тракте. Поэтому перестраиваемые по частоте с помощью ЖИГ-резонаторов автогенераторы применяются главным образом в панорамных анализаторах спектра, измерительных приемниках, сканирующих устройствах радиомониторинга или в генераторах помех,

где допустим режим сравнительно медленного и монотонного изменения сигнала, управляющего частотой.

Автогенераторы миллиметрового диапазона длин волн с частотой до 100…220 ГГц используют в качестве активного элемента арсенид-галлиевые полевые транзисторы, диоды Ганна и лавинно-пролетные диоды, что позволяет получить мощность до 30 дБмВт при относительной нестабильности частоты порядка сотых долей процента.

Использование сверхпроводящих резонаторов позволяет обеспечить сверхвысокую стабильность частоты генерации (относительная нестабильность частоты — порядка 10—16), превышающую достигнутую для атомных стандартов частоты. Однако повторяемость частоты от одного экземпляра к другому оказывается недостаточной, а конструкция для поддержания режима сверхпроводимости слишком сложна.

К опорным генераторам примыкает группа электронных фазостабильных компонентов, которые служат для переноса стабильности частоты в диапазон СВЧ: умножители частоты высокой кратности и системы фазовой автоподстройки частоты. В отличие от типовых синтезаторов сетки стабильных частот, рассмотренных в гл. 3—5, в таких узлах отсутствуют средства организации мелкого шага по частоте: нужный номинал выходной частоты задается частотой кварцевого резонатора. За счет такого упрощения внутренней структуры собственный вклад этих компонентов в фазовые нестабильности небольшой. Выпускаются модели широкополосных умножителей частоты с кратностью 2…64 при выходной частоте до 96 ГГц и мощности до 10 дБмВт. Умножение частоты производится либо за счет ее преобразования на нелинейной емкости варактора, либо в системе фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ с фиксированным делителем частоты подстраиваемого автогенератора. В последнем случае схема снабжается индикатором отсутствия режима биений за пределами полосы захвата и схемой ускоренного поиска зоны синхронизма.

Контрольные вопросы

1. Какие параметры различны у источников опорных колебаний различного назначения?
2. От каких факторов зависит продолжительность процесса установления амплитуды и частоты колебаний опорного генератора?
3. Для чего используются первичные и вторичные стандарты частоты?
4. Какие типы опорных генераторов обеспечивают лучшую долговременную стабильность частоты, высокую повторяемость и воспроизводимость частоты, наивысшую кратковременную стабильность частоты, минимальный уровень фазовых шумов вблизи несущей?
5. Какие факторы ограничивают наивысшую рабочую частоту, долговременную стабильность частоты, выходную мощность кварцевых автогенераторов?
6. Чем отличаются технические требования к опорным тактовым генераторам от требований к генераторам с кварцевой стабилизацией частоты?
7. Для чего используется режим расширения спектра опорных тактовых генераторов?

8. Какие способы стабилизации частоты используются в диапазоне СВЧ?

9. Какими технически корректными параметрами характеризуют качество опорного генератора?

10. Какие технические приемы позволяют смягчить противоречие между малой относительной нестабильностью частоты во времени и широким диапазоном перестройки номинала частоты?

Глава 3
ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ СИНТЕЗАТОРОВ СИГНАЛОВ

3.1. Управляемые по частоте автогенераторы

Генераторы, управляемые напряжением (ГУН) по частоте используются в качестве источника выходных сверхвысокочастотных колебаний в синтезаторах частоты на основе систем фазовой автоподстройки частоты. В них за счет электронного управления частотой преодолевается противоречие между фиксированным номиналом частоты опорного источника колебаний и диапазоном нужных значений выходной частоты синтезатора.

ГУН (рис. 3.1) представляет собой автоколебательный узел, который питается от источника напряжения E_0, снабжен цепью управления частотой напряжением E_y и формирует на внешней нагрузке $R_н$ напряжение $u(t)$.

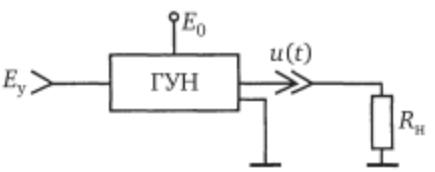

Рис. 3.1. **Структурная схема генератора, управляемого напряжением по частоте**

Идеализированный ГУН вырабатывает на нагрузке напряжение гармонической формы $u(t) = U_г \sin(2\pi f_г t + \varphi_{г0})$, амплитуда которого $U_г$ фиксирована, частота $f_г = f_г(E_y)$ зависит от управляющего напряжения E_y, а начальная фаза $\varphi_{г0}$ произвольна.

Автогенератор, управляемый напряжением по частоте, может быть выполнен на различных активных элементах, в зависимости от частотного диапазона. Обычно в качестве активного элемента автоколебательной части используется транзистор с *LC*-колебательной системой, которая создает положительную обратную связь, компенсирующую потери и обеспечивающую генерирование незатухающих колебаний.

На рис. 3.2 показана принципиальная электрическая схема ГУН на биполярном транзисторе *VT*1 с управителем частотой на варикапе

*VD*1. Катушка индуктивности *L*, конденсаторы *C*1, *C*2 и варикап *VD*1 образуют колебательную систему; Др1, Др2 и Др3 — блокировочные дроссели, $C_{бл1}$, $C_{бл2}$, $C_{бл3}$, $C_{бл4}$ — блокировочные конденсаторы; *R*1 и *R*2 — цепь формирования отпирающего напряжения транзистора; *R*3 — резистор ограничения рабочего тока транзистора *VT*1. Варикап *VD*1 при запирающем напряжении $E_у$ на входе управления представляет собой эквивалентную емкость $C3_{экв}$, величина которой зависит от управляющего напряжения $E_у$.

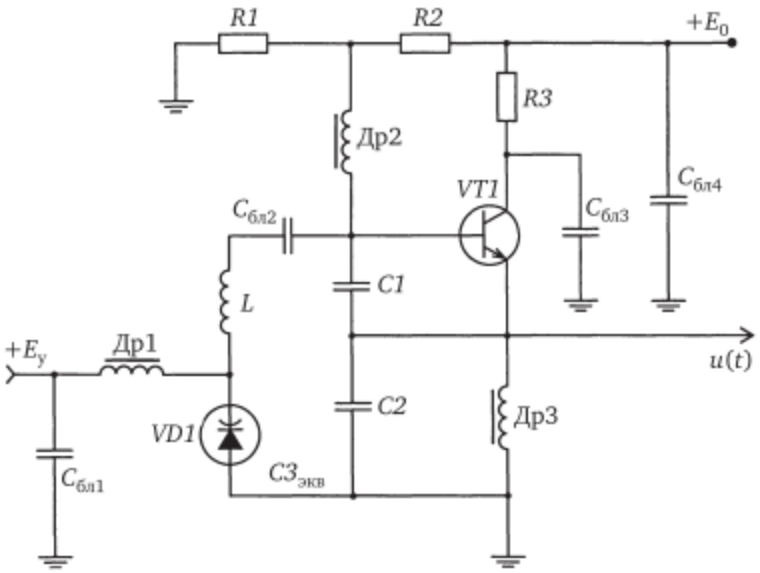

Рис. 3.2. **Принципиальная электрическая схема ГУН на биполярном транзисторе *VT1* с управителем частоты на варикапе *VD1***

В диапазоне СВЧ колебательная система и блокировочные элементы образуются соответствующими микрополосковыми линиями или иными цепями с распределенными параметрами. В твердотельных ГУН миллиметрового диапазона в качестве активного элемента используется обычно полупроводниковая диодная структура на арсениде галлия с отрицательным сопротивлением, которое компенсирует активные потери в резонансной цепи.

Без учета влияния инерционности транзистора и фазового сдвига в цепи обратной связи автогенератора по схеме, представленной на рис. 3.2, частота генерации $f_г(E_у)$ определяется реактивными элементами колебательной системы:

$$f_г(E_у) = 1 / 2\pi\sqrt{LC(E_у)}, \qquad (3.1)$$

где $C(E_у) = 1 / (1 / C1 + 1 / C2 + 1 / C3_{экв}(E_у))$.

Амплитуда $U_г$ установившихся выходных колебаний зависит от режима транзистора, параметров колебательной системы и сопротивления нагрузки. При увеличении по модулю управляющего напряжения

$E_у$ эквивалентная емкость варикапа $СЗ_{экв}(E_у)$ уменьшается, суммарная емкость $C(E_у)$ падает, а частота генерации $f_г(E_у)$ растет. При этом из-за изменяющихся потерь в колебательной системе и вариации запаса по самовозбуждению может происходить паразитное изменение амплитуды генерации: $U_г = U_г(E_у)$. Паразитное влияние на частоту и амплитуду генерации оказывают также вариации питающего напряжения E_0; модуля и фазы сопротивления нагрузки; изменение параметров колебательной системы из-за влияния вибраций, ударов; вариации температуры окружающей среды, давления воздуха, влажности и других дестабилизирующих факторов.

Вместо одиночного варикапа для улучшения характеристик ГУН во многих случаях используются варикапные матрицы — встречно-включенные варикапные пары. При встречном включении двух одинаковых p—n-переходов их суммарная средняя за период высокочастотного напряжения емкость меньше зависит от амплитуды высокочастотного колебания на них, поэтому частота генерации ГУН оказывается менее чувствительной к изменениям питающего напряжения, модуля и фазы сопротивления нагрузки, а модуляционная характеристика управления частотой — более линейной.

Кроме основных показателей автоколебательной части ГУН (частота, мощность, относительная нестабильность частоты, форма выходного сигнала, вид и параметры нагрузки и т. д.) необходимо характеризовать его модуляционные параметры:

- статическую модуляционную характеристику $f_г(E_у)$;
- интервал рабочих значений $E_у$, в котором изменения выходной амплитуды — паразитная амплитудная модуляция (ПАМ) — не превосходят допустимого уровня;
- характеристику СПМ собственных фазовых шумов вблизи несущей частоты $S_φ(F)$ в диапазоне управляющих напряжений;
- инерционность управления частотой;
- чувствительность к дестабилизирующим факторам внешних воздействий при всех рабочих значениях управляющего напряжения $E_у$.

Основными параметрами статической модуляционной характеристики (СМХ) являются: диапазон перестройки частоты и линейность зависимости $f_г(E_у)$ при допустимом уровне ПАМ. Эти величины связаны между собой: увеличение диапазона перестройки сопровождается повышением отклонений от линейности. Диапазон перестройки частоты и линейность статической модуляционной характеристики для ГУН с управлением частотой за счет смещения напряжения на варикапе существенно зависят в соответствии с формулой (3.1) от вольт-фарадной характеристики варикапа $СЗ_{экв}(E_у)$ с учетом паразитных емкостей схемы. Для перестройки частоты генерации на октаву (в 2 раза) нужно, чтобы эквивалентная суммарная емкость контура изменялась за счет $E_у$ не менее чем в 4 раза при допустимых вариациях запаса по самовозбуждению, определяющего амплитуду (мощность) выходного сигнала.

Для ГУН, перестраиваемых в широком диапазоне частот, разрабатываются специальные варакторные диоды со сверхрезким *p—n*-переходом, которые позволяют изменять емкость $C(E_y)$ в 6—8 раз. В таких ГУН оптимизируются номиналы колебательной системы и блокировочных элементов, дроссели заменяются резисторами, исключающими возможность появления паразитных резонансов, используются балансные схемы активных элементов, снижающие влияние вариаций нагрузки и температуры окружающей среды на частоту и уровень фазового шума.

Если диапазон изменения частоты ограничен величиной паразитного изменения амплитуды, то иногда используют компенсационные схемы автоматической регулировки мощности, поднимающие уровень выходной амплитуды на краях диапазона перестройки, или применяют более простые технические решения (например, включение ограничителя амплитуды выходного сигнала для снижения уровня ПАМ). Для увеличения линейности СМХ разрабатываются варианты введения линеаризирующих или компенсационных цепей отрицательной обратной связи по модулирующему напряжению.

Выходная мощность ГУН обычно варьируется от –5 до +16 дБмВт, частота — от 5 МГц до 26 ГГц. В миллиметровом диапазоне длин волн усложняется построение высококачественного ГУН с нужным диапазоном перестройки по частоте при допустимой величине ПАМ и низкой чувствительностью к изменениям комплексного сопротивления нагрузки. В таком случае ГУН выполняется на частоте в 2 или в 4 раза более низкой, чем выходная, а узел в целом дополняется широкополосным буферным умножителем частоты и (или) делителем частоты (рис. 3.3). Буферный умножитель частоты (×2) облегчает построение ГУН на пониженной частоте и ослабляет влияние вариаций нагрузки на частоту. Делитель частоты (÷4), связанный с ГУН направленным ответвителем (НО), формирует когерентные с выходным сигналом противофазные колебания $u_1(t)$ и $-u_2(t)$ на пониженной в несколько раз частоте, необходимые для работы фазового дискриминатора в составе синтезатора частот.

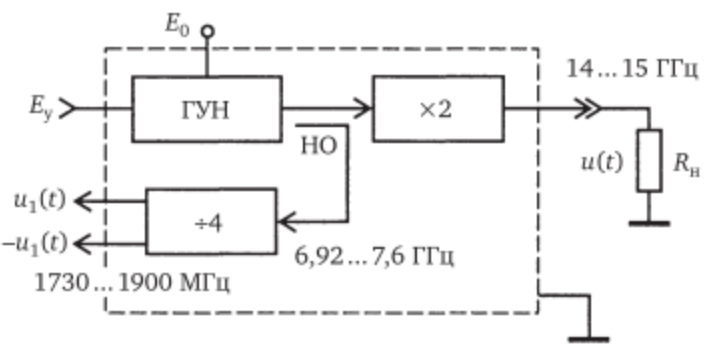

Рис. 3.3. **Структурная схема интегрального ГУН диапазона 6...7 ГГц с встроенными широкополосным буферным умножителем и делителем частоты**

Электронное управление частотой в ГУН на частотах выше 100 МГц осуществляется в диапазоне от 1…10 % до октавы и более. Параметры ГУН могут быть оптимизированы (рис. 3.4) либо для получения наибольшего диапазона перестройки частоты при пониженных требованиях к линейности и уровню ПАМ $P_{вых}(E_y)$, либо для достижения наибольшей линейности модуляционной характеристики $f_г(E_y)$ при снижении требований к полосе перестройки частоты. Для количественной оценки линейности модуляционной характеристики и выбора рабочей точки по E_y вместо $f_г(E_y)$ удобнее использовать (рис. 3.5) зависимость ее крутизны $S_y(E_y) = df_г(E_y) / dE_y$ от управляющего напряжения E_y.

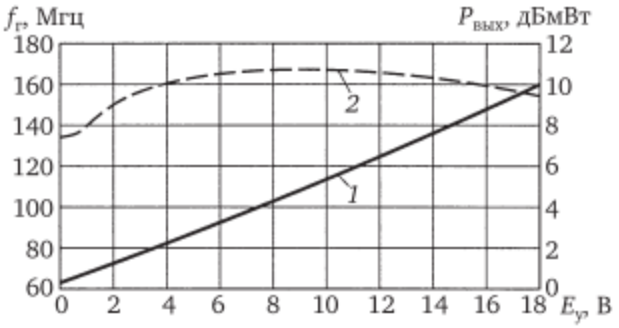

Рис. 3.4. **Модуляционная характеристика $f_г(E_y)$ (кривая *1*) и характеристика паразитного изменения мощности по диапазону управления $P_{вых}(E_y)$ (кривая *2*) для серийного ГУН типа *ROS*-150 с перестройкой частоты на октаву**

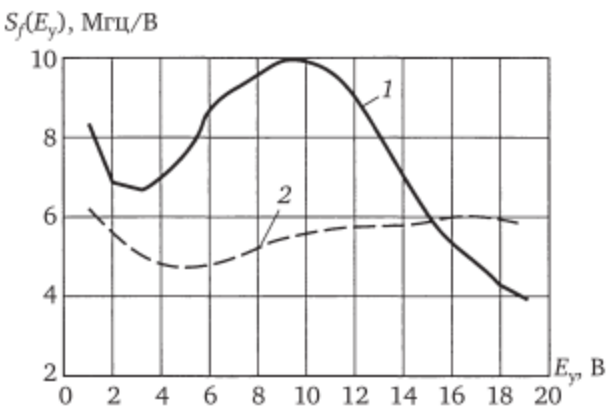

Рис. 3.5. **Графики изменения крутизны модуляционной характеристики по диапазону управления для серийных ГУН:**
1 — JCOS-820LN; 2 — ROS-150

Нижняя граница рабочего интервала значений управляющего напряжения E_y, как указывают производители интегральных ГУН, составляет 0,5 или 1 В. Дело в том, что при значениях управляющего напряжения E_y, меньших по модулю, чем амплитуда высокочастотного напряжения на варикапе $U_{вар}$, появляется прямой ток варикапа из-за открывания его

p—n-перехода положительной полуволной высокочастотного напряжения. Это приводит к шунтированию колебательной системы ГУН сопротивлением p—n-перехода и уменьшению амплитуды генерации вплоть до ее срыва. Поэтому при значениях управляющего напряжения $|E_у| < U_{вар}$ варикап не выходит из строя, но снижается амплитуда колебаний и может произойти срыв генерации. Наибольшее по модулю допустимое значение управляющего напряжения $E_у$, близкое к пробивному $E_{пр}$, определяется тем, что при $(E_{пр} - U_{вар}) < |E_у| < E_{пр}$ мгновенное значение напряжение на p—n-переходе варикапа на короткое время достигает зоны появления обратного тока диода. Однако пробой варикапа не развивается, так как происходит шунтирование колебательной системы автогенератора, что приводит к уменьшению амплитуды генерации. Такой режим называют ограничением амплитуды шунтирующим диодом.

Амплитуда высокочастотного напряжения на варикапе $U_{вар}$ может заметно превышать напряжение питания, так как в колебательной системе проявляется резонанс напряжений на индуктивной и емкостной частях контура. Рассмотрим трехточечную схему автогенератора, сопротивление контура между коллектором и базой в которой имеет индуктивный характер на частоте генерации. В схеме, представленной на рис. 3.2, такое сопротивление выполняется в виде последовательного соединения индуктивности L и емкости варикапа $VD1$. Если, например, на частоте генерации со сопротивление индуктивности $2\pi f_г L$ в 10 раз больше, чем емкостное сопротивление варикапа $1 / (2\pi f_г C3_{экв})$, то амплитуда высокочастотного напряжения на варикапе $U_{вар}$ будет в 9 раз больше, чем амплитуда напряжения между коллектором и базой, примерно равная напряжению питания. Отсюда следует, что для достижения наибольшего диапазона перестройки частоты следует оптимальным образом выбирать связь варикапа с колебательным контуром автогенератора.

При слабой связи емкости варикапа с колебательной системой автогенератора средняя за период высокочастотного напряжения емкость варикапа $C3_{экв}$ примерно равна емкости в рабочей точке. Она изменяется за счет $E_у$ в пределах, которые определяются вольт-фарадной характеристикой варикапа, но вариация суммарной емкости контура незначительна и девиация частоты мала. Если связь варикапа с контуром сильная, то удвоенная амплитуда высокочастотного напряжения на варикапе становится сравнимой с допустимой шириной участка управляющих напряжений между появлением прямого тока варикапа и увеличением обратного тока из-за явлений лавинного пробоя, что также приводит к аномальной ПАМ. В таком случае допустимый без аномальной ПАМ диапазон изменения управляющего напряжения $E_у$ уменьшается и девиация частоты снижается.

Собственная постоянная времени варикапа, т. е. задержка между скачком управляющего напряжения и соответствующим изменением емкости запертого p — «-перехода очень мала: она измеряется единицами пикосекунд. Полосу модулирующих частот в ГУН, т. е. инерцион-

ные свойства управителя частоты, в целом определяют блокировочные элементы и цепи подключения управляющего напряжения к варикапу. В радиочастотных ГУН с варикапами полоса модулирующих частот составляет от 100 кГц до 10 МГц.

Кроме варакторных управителей частоты (с варикапами в составе частотно-задающей схемы) применяют другие типы управителей частоты или способов ее перестройки. Если частоту генератора сантиметрового диапазона нужно перестраивать в широких пределах, например при создании гетеродина для панорамного измерителя поля, частотомера или анализатора, то целесообразно использовать управление частотой генерации за счет перестройки резонансной частоты дополнительного контура на основе сферы из железоиттриевого граната (ЖИГ-перестройка). Такой ферритовый резонатор имеет диаметр 0,5…2 см, выполняется из материала с малыми диэлектрическими потерями и имеет эквивалентную добротность в пределах 500…1000. Он связан с основной колебательной системой автогенератора (например, размещен в том же отрезке волновода, что и активный элемент автогенератора) и находится в магнитном управляющем поле. Резонансная частота ЖИГ-резонатора прямо пропорциональна напряженности пронизывающего его магнитного поля, а частота генерации близка к частоте этого резонатора за счет затягивания частоты. Если по нужному закону изменять величину магнитного поля, то возникает модуляция частоты генерации при незначительной ПАМ.

Для создания управляющего магнитного поля используется соленоид или комбинация постоянного магнита с дополнительной обмоткой подмагничивания. Достоинством управителя частоты на ЖИГ-резонаторе является широкий диапазон перестройки (до 1…2 октав) и хорошая линейность статической зависимости частоты генерации от тока подмагничивания. Недостатки, кроме некоторой сложности конструкции из-за необходимости организации связи с колебательной системой и наличия управляющего электромагнита, связаны с гистерезисом по частоте при изменении направления ЧМ и заметной инерционностью цепи управления. Несмотря на меры, применяемые изготовителями ферритового материала, по снижению ширины зоны гистерезисной петли магнитной проницаемости, ферритовым резонаторам присуща возможность скачков частоты на 1…10 МГц при изменении направления изменения магнитного поля. В результате этого область применения управляемых по частоте генераторов с ЖИГ-перестройкой ограничивается схемами с монотонной частотной модуляцией. Скорость частотной модуляции ограничена возможностями модулятора тока подмагничивания при большой индуктивности этой катушки. Поэтому при проектировании такого управителя частотой выбирается компромисс между расширением полосы перестройки по частоте, что требует увеличения индуктивности управляющей катушки, и ростом требуемой скорости изменения частоты во времени, что заставляет снижать указанную индуктивность.

Если возникает необходимость в скачкообразной перестройке частоты, например при формировании частотно-манипулированных сигналов, то вместо варикапа, обеспечивающего плавную перестройку частоты, применяют дискретное управление частотой генерации коммутацией дополнительных реактивных элементов контура автогенератора с помощью высокочастотных ключевых диодов. Такой вариант управления частотой генерации позволяет использовать цифровой код, управляющий частотой. Однако при большой разрядности этого кода усложняется схема автогенератора и в ней возможно возникновение паразитных колебаний. Для повышения линейности зависимости между значением входного кода и частотой генерации используют корректирующие преобразователи кодов.

Шумовые характеристики ГУН хуже, чем такие же параметры неуправляемого автогенератора, поскольку в схему автогенератора введен управитель частоты с шумящими элементами, а нестабильности напряжения, задающего рабочую точку варикапа, служат дополнительным источником частотного шума. Поэтому в тех случаях, когда шумовые свойства имеют критическое значение, необходимо оптимизировать схему ГУН по этому параметру, устраняя избыточные возможности по диапазону перестройки, допустимой ПАМ и другим существенным параметрам.

Графики спектральной плотности фазовых шумов ГУН вблизи несущей частоты представлены на рис. 3.6. Сравнивать шумовые свойства ГУН различного диапазона можно следующим образом. Допустим, что сопоставляются два варианта малошумящего устройства формирования сигнала с выходной частотой $f_г$ = 1100 МГц: можно выбрать или ГУН типа *JCOS*-1100*LN*, работающий на заданной выходной частоте, или последовательное включение ГУН типа *POSA*-138 на частоте 137,5 МГц и малошумящего умножителя частоты в 8 раз. По характеристикам, представленным на рис. 3.6, при одинаковых отстройках $S_\varphi(F)$ для *POSA*-138 на 13 дБ ниже, чем для *JCOS*-1100*LN*. Однако надо учесть, что при увеличении несущей частоты в 8 раз одинаковый уровень фазовых нестабильностей по отношению к несущей будет соответствовать отстройкам, увеличенным в такое же число раз. Таким образом, первый вариант, использующий *JCOS*-1100*LN*, обеспечивает S_φ(1 МГц) = = –150 дБ/Гц (точка В на рис. 3.6). По второму варианту *POSA*-138 имеет S_φ(125 кГц) = –146 дБ/Гц (точка А), а на выходе умножителя такой шум даст S_φ(1 МГц) = –146 дБ/Гц без учета дополнительного шума при умножении. Таким образом, первый вариант предпочтительнее по уровню шума ГУН на 4…6 дБ.

Типовые значения S_φ для ГУН составляют (–120…–130) дБ/Гц для рабочих частот менее 500 МГц и (–95…–102) дБ/Гц для ГУН с выходной частотой 2…3 ГГц. Зона «белого» частотного шума (см. рис. 1.4) для такого ГУН соответствует отстройкам F = 10…20 кГц, уровень ее существенно зависит от шумовых свойств источников опорных напряжений E_0 и E_y.

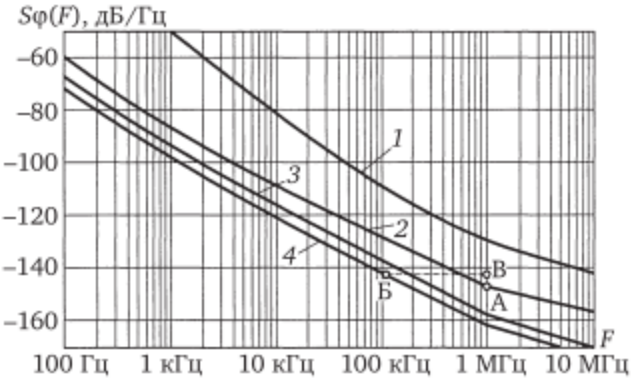

Рис. 3.6. **Графики спектральной плотности фазовых шумов ГУН вблизи несущей частоты:**

1 — *HMC*398*QS*16*G*; *2* — *JCOS*-1100*LN*; *3* — *JCOS*-175*LN*; *4* — *POSA*-138

Содержание высших гармоник в выходном сигнале ГУН зависит от вида колебательной системы, режима активного элемента автогенератора и рабочей точки варикапа. Уровень второй гармоники с выходным сигналом почти гармонической формы обычно изменяется в диапазоне –7…–40 дБ по отношению к мощности на номинальной частоте. Для снижения уровня высших гармоник в выходную цепь интегральных ГУН встраивают фильтры нижних частот, подавляющие вторую и высшие гармоники.

Параметры модуляционной характеристики ГУН заметно зависят от температуры, в которой находится колебательная система, а в диапазоне температур — от принятых мер по термокомпенсации (рис. 3.7). Для снижения зависимости частоты генерации от температуры окружающей среды используют также термостатирование колебательной системы. Типовые значения уходов частоты при изменении температуры окружающей среды от номинального значения (25°С) до 85 °С для ГУН с частотой порядка 100 МГц составляют 0,5…1 МГц, а для ГУН с частотой порядка 5 ГГц они возрастают до 20…30 МГц.

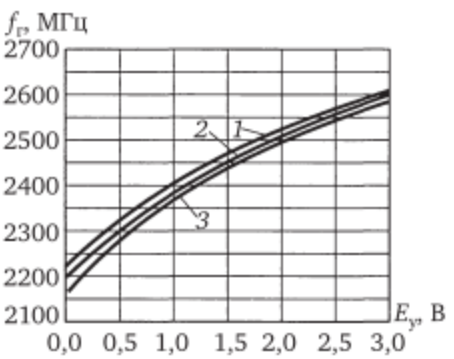

Рис. 3.7. **Модуляционные характеристики серийного ГУН типа MAX2753 в диапазоне температур:**

1 — при –40 °С; *2* — при 25 °С; *3* — при 85 °С

Рассогласование между комплексным сопротивлением нагрузки и волновым сопротивлением линии связи с ней влияет на частоту генерации и может стать причиной появления паразитной нелинейности модуляционной характеристики и ПАМ. Оценить количественно этот эффект можно следующим образом. Допустим, что не вполне согласованная нагрузка подключена к ГУН при помощи линии передачи длиной l с волновым сопротивлением w, коэффициент стоячей волны в линии — $k_{с.в}$, а фазовая скорость — $\vartheta_ф$. Тогда разность фаз падающей и отраженной волн в месте подключения линии передачи обратно пропорциональна длине линии и текущей частоте генерации

$$\varphi = 4\pi l f / \vartheta_ф. \tag{3.2}$$

При этом нагрузка вносит в контур автогенератора реактивную проводимость нагрузки $5_н$(ср), которая определяется модулем $\Gamma = (k_{с.в} + 1) / (k_{с.в} - 1)$ и фазой φ коэффициента отражения

$$B_н(\varphi) = (2\Gamma / w)\sin\varphi / (1 + \Gamma^2 + 2\Gamma\cos\varphi). \tag{3.3}$$

Частота генерации f будет отличаться от частоты f_0, соответствующей идеальному согласованию, на величину

$$\Delta = f - f_0 = \rho f_0 B_н(\varphi),$$

где ρ — характеристическое сопротивление контура автогенератора ($\rho = \sqrt{L / C}$).

Подставляя формулу (3.2) в формулу (3.3), получаем нелинейное уравнение для частоты f с учетом затягивания со стороны несогласованной нагрузки. На рис. 3.8 представлены графики зависимости относительного отклонения модуляционной характеристики от линейной $\Delta(f_0)$ для $l = 5$ см, $\rho / w = 0{,}1$ при перестройке ГУН на октаву. Таким образом, при исходно линейной модуляционной характеристике $f_0(E_y)$ согласованного ГУН рассогласование нагрузки приведет к волнистости результирующей модуляционной характеристики $f(E_y)$. Кроме того, появится паразитная неравномерность мощности колебаний на нагрузке $P_н(E_y)$ при перестройке ГУН по диапазону частот из-за изменения вносимой от нагрузки в контур автогенератора активной проводимости нагрузки $G_н(\varphi) = (1 / w)(1 - \Gamma^2) / (1 + \Gamma^2 + 2\Gamma\cos\varphi)$, поскольку разность фаз φ зависит от f_0, а мощность в нагрузке при незначительном изменении запаса по самовозбуждению по диапазону пропорциональна вносимой проводимости

$$P_н = U^2 G_н(\varphi),$$

где U — амплитуда высокочастотного напряжения на входе линии.

Для устранения таких явлений следует улучшать согласование, добиваясь, чтобы $k_{с.в} \to 1$, а также уменьшать длину l линии связи генератора с нагрузкой.

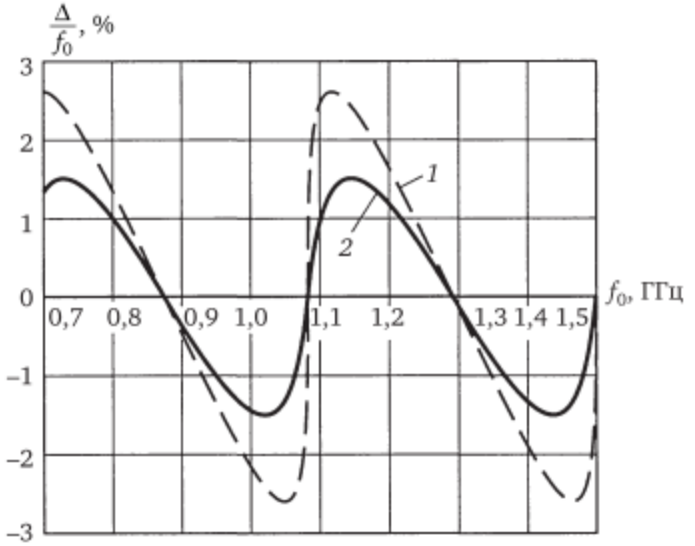

Рис. 3.8. **Графики зависимости относительного отклонения модуляционной характеристики от линейной:**
1 — $k_{с.в}$ = 1,66; *2* — $k_{с.в}$ = 1,35

Для снижения влияния рассогласования нагрузки на работу ГУН в них иногда встраивают буферные широкополосные усилители или удвоители частоты.

Для формирования четырех сдвинутых по фазе на 90° колебаний одинаковой амплитуды, которые нужны для модуляторов и демодуляторов с подавлением зеркальной полосы частот, используют кольцевые генерирующие системы из нескольких одинаковых взаимно синхронизированных ГУН.

Интегральные ГУН выполняются с выходной частотой до 10…20 ГГц. Они перестраиваются по частоте в относительной полосе от нескольких процентов до октавы при изменении крутизны модуляционной характеристики S_y не более чем на ±20 % и изменении выходной мощности не более чем на ±2 дБ. В табл. 3.1 приведены параметры интегральных ГУН, выпускаемых мировыми производителями. Среди них выделим *JTOS*-25 с перестройкой частоты на октаву, очень низкой чувствительностью к рассогласованию импеданса нагрузки B_φ и малым содержанием высших гармоник в сигнале, несмотря на очень широкую полосу частот генерации. Модель *M*500-1343 отличается низким уровнем собственного фазового шума $S_\varphi(F)$ и наиболее широкой полосой частот по входу управления частотой. Модель *JCOS*-1100*LN* разработана как малошумящий ГУН: по сравнению с предыдущей уровень $S_\varphi(F)$ почти такой же, но рабочая частота в 8 раз выше. Модель *HMC*398*QS*16*G* представляет собой твердотельный генератор сантиметрового диапазона (длина волны — около 2 см) с очень низким уровнем собственного фазового шума $S_\varphi(F)$. Пониженная чувствительность к фазе коэффи-

циента отражения от нагрузки B_φ обусловлена встроенным широкополосным удвоителем частоты на выходе, а возможность использования в составе системы автоматической стабилизации частоты облегчается наличием в составе микросборки делителя частоты внутреннего ГУН в 4 раза, что соответствует значениям частоты выходного сигнала 1750…1875 МГц.

В диапазоне частот менее 400 МГц в качестве ГУН можно применять интегральные функциональные генераторы — соединенные в кольцо (рис. 3.9) электронный интегратор (Инт), релейный элемент (РЭ) и перемножитель (П) мгновенных значений. Частота генерации в такой схеме пропорциональна постоянному напряжению $e_y(t)$ на втором входе П. Форма колебания $u_1(t)$ на выходе релейного элемента — прямоугольная; колебания $u_2(t)$ на выходе интегратора имеют треугольную форму. Колебание почти гармонической формы $u_3(t)$ формируется на выходе функционального преобразователя (ФП), в котором нелинейная зависимость выходного напряжения от входного $u_3(u_2)$ аппроксимирует полупериод гармонической функции $\sin(\alpha u_2)$. Период колебаний такого ГУН равен удвоенному времени накопления в интеграторе напряжения от верхнего порога переброса релейного элемента до нижнего, которое, в свою очередь, обратно пропорционально управляющему напряжению E_y. Таким образом, при идеальном перемножении напряжений в П и постоянной скорости интегрирования в Инт модуляционная характеристика ГУН $f(E_y)$ линейна, а амплитуда колебаний не изменяется по диапазону перестройки. В интегральных микросхемах функциональных генераторов диапазон электронной перестройки частоты составляет 2—3 декады $k_f = 10^2…10^3$ при практически неизменных амплитуде и форме сигнала. Если установить несимметричные по отношению к нулю уровни выходного напряжения релейного элемента, то форма выходных колебаний станет пилообразной. Кратковременная нестабильность частоты генерации функционального генератора невысокая ($\delta_к \approx 10^{-3}$), так как в его колебательной *RC*-системе сказывается дестабилизирующее влияние на частоту генерации дрейфа коэффициента передачи электронного интегратора. Аналоговые ГУН на основе функциональных генераторов применяются для частот менее 100 МГц.

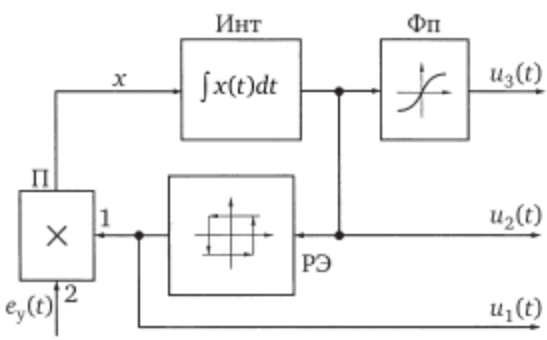

Рис. 3.9. **Структурная схема ГУН на основе функционального генератора**

Таблица 3.1

Параметры интегральных ГУН

f_0, МГц	$P_{вых}$, дБмВт	$E_у$, В	$S_\varphi(F)$, дБ/Гц		B_φ, МГц	A_2, дБн	$F_{мод}$, МГц	Модель, сайт
			1 кГц	100 кГц				
12…25	8	1…11	–95	–135	0,03	–26	0,13	*JTOS*-25, www.minicircuits.com
128…160	10	0…13	–100	–132	7	–20	23	*M*500-1343, www.micronetics.com
1070…1115	8	1…20	–88	–130	7	–24	6	*JCOS-HOOLN*, www.minicircuits.com
2700…2750	–3	0,8…2,4	—	–113	5	–15	—	*VCO*191-2750*U*, www.sirenza.com
14 000…15 000	6	1…10	–75	–110	4	–12	—	*HMC*398QS16*G*, www.hittite.com
20 000…24 000	28	6…15	—	–72	1	–30	13	*V*03262*K*/00, www.siversima.com

Цифровым аналогом функционального генератора является прямой цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС) частоты, рассмотренный в гл. 4, который наряду со схемами на основе ключевых диодов может рассматриваться в качестве генератора с цифровым управлением частотой. Цифровые ГУН на ЦВС в интегральном исполнении могут использоваться для формирования сигналов с выходными частотами менее 400 МГц.

3.2. Широкополосные усилители

В состав синтезаторов сигналов обычно входят широкополосные линейные усилители, выполненные на основе интегральной технологии. К таким узлам предъявляются следующие требования:

- нужное значение малосигнального коэффициента усиления k_0 (обычно 20…30 дБ);
- достаточно высокий уровень входной мощности $P_{вх1дБ}$, при которой нелинейные явления в усилителе незначительны;
- малый по сравнению с усиливаемым сигналом собственный шум усилителя, приведенный к его входу $P_{ш.вх}$.

Как правило, в транзисторных усилителях рост амплитуды входного сигнала приводит к снижению коэффициента усиления. Величина $P_{вх1дБ}$ используется в качестве меры уровня входного сигнала (рис. 3.10), при котором амплитудную характеристику усилителя $P_{вых}(P_{вх})$ можно считать линейной, т. е. не учитывать появление на его выходе заметных высших гармоник входного сигнала или перекрестных комбинационных компонент при многочастотном входном сигнале. Значение $P_{вх1дБ}$ определяет такой уровень мощности входного сигнала, при котором усиление уменьшается на 1 дБ по сравнению с малосигнальным значением. В типовых широкополосных интегральных усилителях мощности значение $P_{вх1дБ}$ составляет –10…+5 дБмВт.

В усилителях СВЧ диапазона может возникать паразитный эффект преобразования амплитудной модуляции в фазовую — АМ/ФМ. Такие явления происходят из-за влияния амплитуды усиливаемого сигнала на параметры реактивных компонентов эквивалентной схемы усилителя, например на емкость коллекторного перехода в транзисторе, на среднюю за период высокочастотного напряжения емкость варикапа и т. д. Если такое преобразование произошло, то устранить искажения информации при дальнейшей обработке сложно. Поэтому устанавливаются жесткие требования на величину ПАМ в узлах схемы синтезатора сигналов.

Для того чтобы усилитель мощности в составе синтезатора частоты не ухудшил заметным образом шумовые свойства выходного сигнала по сравнению с опорным, необходимо, чтобы он имел достаточно широкий динамический диапазон, т. е. величина $k_д = P_{вх1дБ} / P_{ш.вх}$ должна составлять не менее 40…60 дБ, а уровень полезного входного сигнала должен быть не менее чем на 30…40 дБ больше уровня собственного шума усилителя $P_{ш\ вх}$.

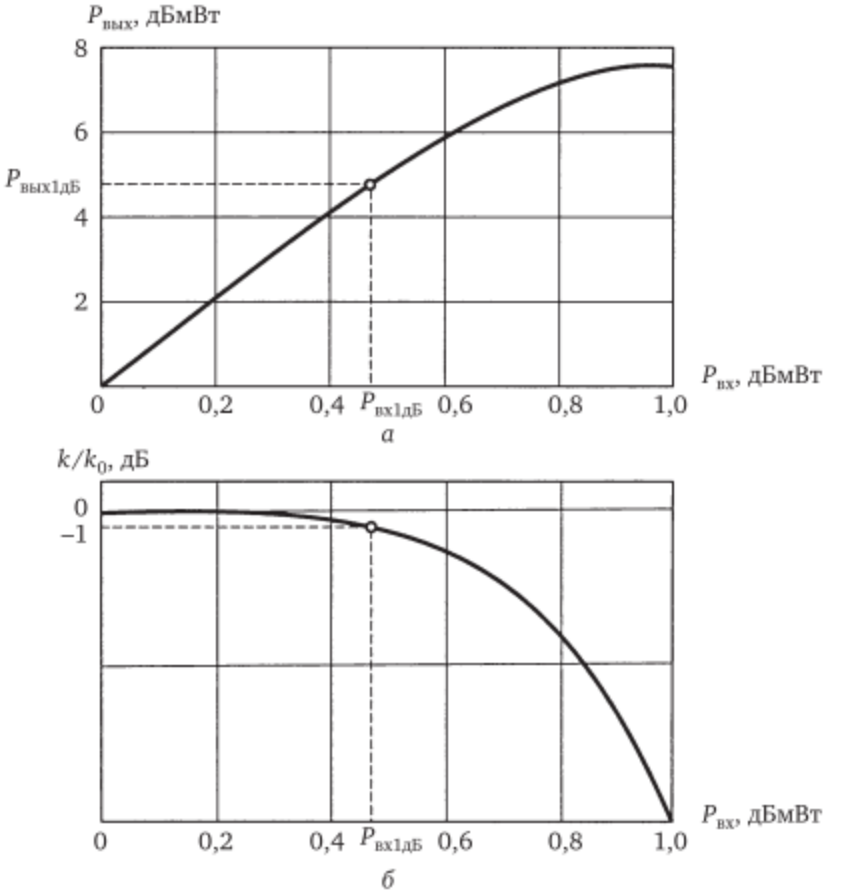

Рис. 3.10. **Амплитудные характеристики выходной мощности (*а*) и коэффициента передачи (*б*) широкополосного усилителя от мощности входного сигнала**

Кроме транзисторных в устройствах формирования сигналов применяются и другие типы широкополосных усилителей диапазона СВЧ: на лампах бегущей волны (ЛБВ), на пролетных клистронах, на амплитронах и др.

В усилителях на ЛБВ мешающее влияние на характеристики выходного сигнала может оказывать эффект АМ/ФМ-преобразования. Для уменьшения влияния таких эффектов при незначительном (менее 10 дБ) изменении уровня входного сигнала выбирают такие значения уровня входного сигнала и параметров режима лампы, чтобы $d\varphi(P_{вх}) / d(P_{вх}) \approx 0$.

В усилителях на пролетных клистронах амплитудная характеристика зависимости выходной мощности от входной $P_{вых}(P_{вх})$ немонотонна. Поэтому наряду с определением уровня $P_{вх1дБ}$ необходимо контролировать при гармоническом входном сигнале уровень входной мощности, при которой выходная мощность $P_{вых}$ максимальна.

3.3. Умножители и делители частоты

Умножители частоты. Простейшие пассивные умножители частоты выполняются на основе искажения гармонического входного сигнала $e_{вх}(t)$ в токе безынерционного нелинейного элемента с характеристикой $i_{вых}(e_{вх})$. В выходной цепи такого нелинейного элемента включается цепь для выделения (фильтрации) высших частотных компонент тока $i_{вых}(t)$.

Оценим эффективность работы таких умножителей частоты в зависимости от кратности n. Аппроксимируем характеристику нелинейного элемента гладкой экспоненциальной функцией

$$i_{вых}(e_{вх}) = i_0 \exp \alpha e_{вх},$$

где i_0 — ток при $e_{вх} = 0$; α — множитель с размерностью $В^{-1}$.

Запишем гармонический входной сигнал в виде

$$e_{вх}(t) = E + U_{вх} \cos \omega t, \tag{3.4}$$

где E — начальное смещение; $U_{вх}$ — амплитуда входного сигнала умножителя; ω — частота входного сигнала.

Тогда амплитуду n-й гармоники тока $I1_n$ такого нелинейного элемента можно выразить через модифицированную функцию Бесселя $J_n(x)$ порядка n в виде

$$I1_n = 2i_0 \exp \alpha E J_n(\alpha U_{вх}), \tag{3.5}$$

где $J_n(x) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \exp(x \cos \tau) \cos n\tau d\tau$.

При малых входных амплитудах $x = \alpha U_{вх} << n$ функция Бесселя в формуле (3.4) заменяется асимптотическим выражением

$$J_n(x) \approx \frac{1}{n!}\left(\frac{x}{2}\right)^n \left[1 + \frac{(x/2)^2}{n+1} + \ldots\right].$$

На рис. 3.11 пунктирной линией показано отношение амплитуды тока n-й гармоники к амплитуде тока первой гармоники для гладкой экспоненциальной нелинейности при малом сигнале по формуле (3.5).

При больших амплитудах входного сигнала в таком узле возникает эффект ограничения выходного тока, а в пределе нелинейность можно считать двухуровневой:

$$i(e_{вх}) = \begin{cases} I_0 \text{ при } (e_{вх} - E') > 0, \\ 0 \text{ при } (e_{вх} - E') < 0, \end{cases} \tag{3.6}$$

где I_0 — коэффициент с размерностью тока, имеющий физический смысл уровня ограничения; E' — напряжение отсечки тока.

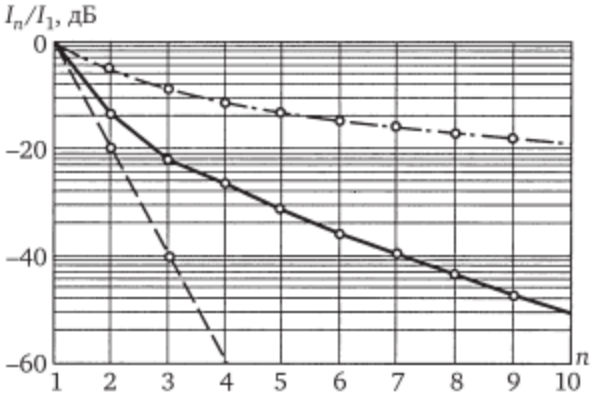

Рис. 3.11. **График зависимости амплитуды гармоники тока умножителя частоты на безынерционном активном элементе от кратности умножения**

Угол отсечки тока с учетом формулы (3.4) определяется соотношением $\cos\theta = (E - E') / U_{вх}$, а высшие гармоники тока $I0_n$ вместо формулы (3.5) выражаются соотношением

$$I0_n = I_0 \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin n\theta}{n}. \qquad (3.7)$$

Если подбирать для каждой кратности n угол отсечки θ так, чтобы множитель $\sin n\theta$ в числителе формулы (3.7) был равен единице, то из формулы (3.7) следует, что амплитуды высших гармоник тока убывают обратно пропорционально номеру гармоники, а их мощность, соответственно, обратно пропорционально квадрату номера гармоники. На рис. 3.11 штрихпунктирной линией показано отношение амплитуды тока n-й гармоники к амплитуде тока первой гармоники для двухуровневой нелинейности по формуле (3.6).

Если использовать кусочно-линейную аппроксимацию характеристики нелинейного элемента $i(e_{вх}) = \begin{cases} Se_{вх} \text{ при } (e_{вх} - E') > 0, \\ 0 \text{ при } (e_{вх} - E') < 0, \end{cases}$ где S — коэффициент с размерностью А / В, имеющий физический смысл крутизны характеристики нелинейного элемента, то вместо формулы (3.5) или (3.7) амплитуда тока n-й гармоники $I2_n$ выражается через коэффициенты кусочно-линейного разложения косинусоидального импульса с отсечкой:

$$I2_n = SU_{вх}\gamma_n(\theta). \qquad (3.8)$$

Для $n = 1$ справедливо выражение $\gamma_1(\theta) = \frac{1}{\pi}\left(\theta - \frac{1}{2}\sin 2\theta\right)$, а для $n \geq 2$ нужно использовать выражение $\gamma_n(\theta) = \frac{1}{\pi n}\left(\frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1}\right)$. Для каждой кратности умножения имеется оптимальный угол отсечки

$\theta_{опт} = \pi / n$, при котором амплитуда тока этой гармоники максимальна. Отношение I_n / I_1 амплитуд тока n-й и 1-й гармоник для оптимальных значений угла отсечки $\theta_{опт}$ выражается соотношением

$$I_n / I_1 = [\sin(\pi / n)] / (n^2 - 1). \qquad (3.9)$$

На рис. 3.11 сплошной линией показана (по формуле (3.9)) зависимость I_n / I_1 от кратности n при полигональной аппроксимации и оптимальном угле отсечки.

Из рис. 3.11 следует, что токи высших гармоник тока при безынерционном нелинейном преобразовании и оптимальном выборе угла отсечки убывают в среднем обратно пропорционально кратности n, а их мощности — обратно пропорционально квадрату кратности. Выделение из импульсов тока составляющей нужной гармоники с хорошей чистотой спектра также затрудняется при высокой кратности, так как требует высоких трудно реализуемых значений добротности частотно-избирательных полосно-пропускающих фильтров. Поэтому простейшие умножители частоты используются лишь при малой кратности умножения $n = 2$ и $n = 3$ с использованием оптимальных углов отсечки.

Из формулы (3.8), кроме того, следует, что выбором угла отсечки $\theta_0 = \pi / (n - 1)$ можно добиться нулевой амплитуды тока одной из соседних мешающих гармоник. Например, амплитуда тока третьей гармоники нулевая при $\theta = 90°$, четвертой — при $\theta = 66°$, пятой — при $\theta = 52°$, шестой — при $\theta = 43°$, седьмой — при $\theta = 38°$, восьмой — при $\theta = 33°$. Эту особенность можно учитывать для улучшения фильтрации мешающих спектральных компонент в умножителях частоты.

Умножитель частоты высокой кратности без выделения на выходе одной гармонической составляющей можно выполнить на основе формирования из гармонического входного сигнала с частотой $f_{вх}$ коротких прямоугольных видеоимпульсов в моменты перехода входного напряжения через нуль с положительной производной в соответствии с формулой (3.6). Такую схему называют генератором гармоник и используют для формирования сетки одновременно множества спектральных составляющих с фиксированным шагом по частоте. На рис. 3.12 представлен амплитудный спектр мощности высших гармоник для периодической последовательности видеоимпульсов, когда $\theta = \pi / 8$, т. е. длительность сформированного импульса в 16 раз меньше, чем период колебания входной частоты.

Спектральные компоненты колебания, представленного на рис. 3.12, имеют частоты $nf_{вх}$, огибающая их мощности P_n подчиняется закону

$$P_n(\theta) = P_0[(\sin n\theta) / n\theta]^2,$$

где P_0 — мощность постоянной составляющей сигнала.

Недостатками такого умножителя частоты являются, во-первых, снижение с ростом кратности эффективности преобразования мощности входного сигнала в мощность нужной гармоники, пропорциональное

квадрату кратности; во-вторых, уменьшение мощности гармоник вблизи значений кратности n, примерно равных скважности импульсов $q = \pi / \theta$. Кроме того, с ростом кратности усложняется задача подавления с нужной глубиной составляющих, имеющих частоту выше и ниже выделяемой.

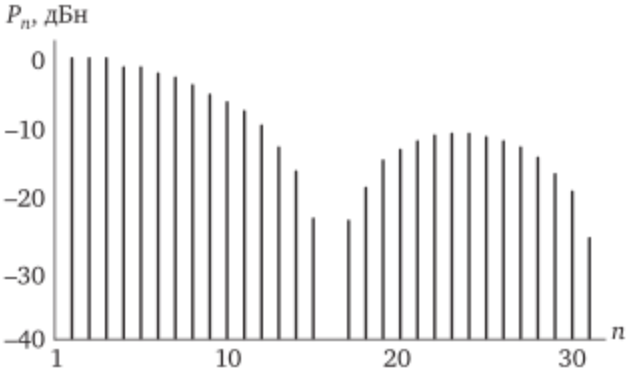

Рис. 3.12. **Амплитудный спектр мощности высших гармоник для периодической последовательности видеоимпульсов**

Умножение частоты на основе нелинейных реактивных элементов (варакторов) позволяет передать значительную часть мощности входной частоты в нагрузку на выделяемой гармонике. Соотношения Мэнли—Роу доказывают, что принципиально возможно при помощи нелинейного реактивного элемента преобразовать до 100 % мощности входного сигнала на частоте ω в мощность сигнала на произвольной гармонике, имеющей частоту $n\omega$, если электрическая цепь с нелинейным реактивным элементом по входу имеет ничтожно малое сопротивление для всех частот, кроме входной, а по выходу — ничтожно малое сопротивление для всех частот, кроме выходной. Однако для таких умножителей отсутствует развязка между входной и выходной цепями с общим для них реактивным нелинейным элементом. С ростом кратности умножения растут трудности построения линейных фильтрующих цепей с указанными свойствами.

Во многих случаях частота со входного сигнала умножителя изменяется в процессе работы, так что применение резонансных фильтрующих цепей затруднительно. Широкополосные умножители частоты строят без использования резонансных цепей, выделяющих нужную гармонику. Балансная схема (рис. 3.13) умножителя частоты на основе двух одинаковых нелинейных элементов (НЭ) с противофазным возбуждением через разветвитель (Р) позволяет скомпенсировать либо четные, либо нечетные гармоники на выходе. Для компенсации нечетных гармоник выходы каналов складываются синфазно в сумматоре (С), а для компенсации четных — вместо него включается сумматор противофазных сигналов, подобный разветвителю Р.

Балансные схемы при высокотехнологичном интегральном исполнении уменьшают уровень ближайших по кратности мешающих спек-

тральных компонентов на 30…35 дБ. Выходной полосно-пропускающий фильтр (ППФ) для сохранения широкополосности умножителя выполняется в виде последовательного включения фильтра нижних частот, ослабляющего компоненты с частотами более низкими, чем выделяемые, и фильтра верхних частот (гармоникового фильтра), который не пропускает на выход гармоники более высокой кратности. Например, в балансном удвоителе частоты ($n = 2$) углы отсечки в нелинейных элементах (см. рис. 3.13) следует выбрать около 90°, так что амплитуда тока ближайшей к выделяемой высшей гармоники с номером $n = 3$ будет ослаблена на 20…30 дБ за счет выбора угла отсечки, а за счет балансности дополнительно на 30…35 дБ будут ослаблены составляющие первой и третьей гармоник. Удвоители частоты по балансной схеме (см. рис. 3.13) могут удовлетворительно работать при изменении частоты входного сигнала в несколько раз — на 1—2 октавы.

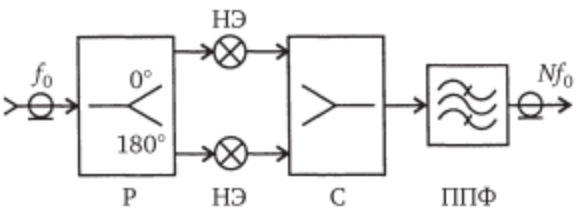

Рис. 3.13. **Балансная схема компенсации мощности нечетных гармоник в широкополосных умножителях частоты**

Удвоители и утроители частоты, как правило, выполняются пассивными, а умножители частоты — более высокой кратности, иногда — активными. Активный умножитель частоты в виде системы фазовой автоподстройки частоты колебаний ГУН с делителем частоты в кольце авторегулирования строится по схеме, представленной на рис. 3.14. В такой схеме частота ГУН выбирается примерно кратной частоте входного сигнала. Делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления :n понижает частоту до значения, близкого к $f_{вх}$, импульсно-фазовый дискриминатор (ИФД) сравнивает фазы входного сигнала и колебания поделенной частоты ГУН, а отфильтрованный управляющий сигнал $e_у$ через цепь обратной связи поступает на вход управления частотой ГУН, образуя тем самым систему фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Подробнее схемы такого вида рассмотрены в гл. 5.

Недостатком умножителя частоты, представленного на рис. 3.14, является возможность выхода системы ФАПЧ из полосы синхронизма при значительных вариациях собственной настройки ГУН. Выпускаются активные умножители частоты с кратностью от 3 до 64 при выходной частоте до 100 ГГц.

В умножителях частоты на электровакуумных приборах СВЧ, например на пролетных клистронах, в которых входной резонатор настроен на частоту гармоники входного сигнала, а выходной — на кратную частоту, наибольшая выходная мощность убывает с ростом кратности

обратно пропорционально n, т. е. значительно слабее по сравнению с умножителями частоты на безынерционных активных элементах. Это связано с отличиями в характере группирования электронов в таких приборах. Поэтому такие умножители частоты имеют более высокий порог применимости по кратности.

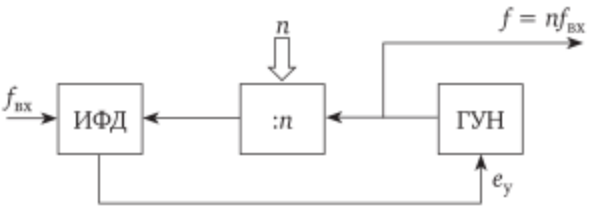

Рис. 3.14. **Структурная схема умножителя частоты на основе кольца фазовой синхронизации**

В умножителях частоты на катушках с ферромагнитным материалом, работающим в режиме насыщения, гармоническое входное напряжение создает импульсный ток в выходной цепи из-за процесса перемагничивания сердечника. Такие узлы имеют ограничение по верхней рабочей частоте, где могут применяться цепи с сосредоточенными индуктивностями на феррите. Преобразование мощности входного гармонического колебания сверхвысокой частоты до 3 ГГц в форму коротких импульсов с высоким содержанием высших гармоник может производиться с помощью диодов с накоплением заряда и резким восстановлением.

Выпускаются интегральные микросхемы широкополосных умножителей частоты, в которых в пределах допустимого динамического диапазона входного сигнала с помощью широкополосных усилителей компенсируется падение коэффициента передачи из-за высокой кратности. На рынке электронных компонентов имеются изделия с кратностью умножения n от 2 до 64, с выходными частотами от 1 до 40 ГГц и уровнем выходной мощности до 10 дБ·мВт. Наиболее эффективными и широкополосными являются удвоители частоты, которые могут иметь коэффициент перекрытия по частоте до 5 : 1 при уровне паразитных составляющих входной частоты и ее третьей гармоники не более –40 дБ.

В табл. 3.2 представлены параметры некоторых моделей интегральных широкополосных умножителей и делителей частоты. Модель *D*-0840 представляет собой пассивный диодный удвоитель частоты сигналов с необычайно широким диапазоном входных частот — коэффициент перекрытия по частоте $k_f = 5$. Его средний по диапазону коэффициент ослабления по мощности составляет –15 дБ. Активный утроитель частоты *ATA*-0304 имеет при коэффициенте перекрытия по частоте $k_f = 1{,}33$ мощность выходного сигнала 15 дБ·мВт. Это обеспечено встроенным широкополосным усилителем мощности с полосой частот 9…12 ГГц. В умножителе частоты в 5 раз модели *MAX*5*M*65075 усилитель мощности выходного сигнала обеспечил высокий уровень выходной мощности, а встроенные последовательно включенные на выходе фильтры нижних

частот (с полосой 12 ГГц) и фильтр верхних частот (с полосой 1,5 ГГц) обеспечили улучшенный (до –40 дБ) уровень ослабления нежелательных гармонических составляющих выходного сигнала. В умножителях и делителях частоты кроме параметра, характеризующего гармонический состав выходного сигнала — $ПСС_{вых}$, указывают значения $ПСС_{вх}$, который показывает долю нежелательных спектральных компонент, появляющихся во входной цепи из-за обратного прохождения. Как правило, значение $ПСС_{вх}$ на 10…20 дБ ниже, чем $ПСС_{вых}$. Очень трудная задача решена разработчиками и изготовителями умножителя частоты в 16 раз модели HMC445LP4: в выходной цепи сетка одновременно присутствующих гармоник имеет шаг 0,6…0,7 ГГц по сравнению со средней частотой 10…11 ГГц. В этой модели использована балансная схема для компенсации нечетных 15-й и 17-й гармоник, выходной полосовой диэлектрический фильтр, но тем не менее уровень $ПСС_{вых}$ превышает –20 дБ. Можно отметить весьма низкий уровень собственных фазовых шумов $S_{\varphi}(F)$ для этой модели.

Делители частоты. Деление частоты гармонического входного сигнала на два происходит в параметрических цепях с нелинейной реактивностью, например с варикапом или с ферритом. Такое параметрическое деление частоты на два используется в диапазоне входных частот менее 3…40 ГГц, а при необходимости получения более высокого коэффициента деления такие узлы включаются каскадно. Достоинством параметрических варакторных делителей частоты является широкополосность менее октавы, так как в них не используются резонансные цепи.

В диапазоне входных частот менее 1 ГГц возможно применение цифровых счетчиковых делителей частоты — в таких узлах коэффициент деления частоты устанавливается произвольным, а ограничение на нижнюю рабочую частоту и соответственно на наибольший коэффициент деления частоты отсутствует. Выходной сигнал цифровых делителей частоты двухуровневый — имеет меандровую форму импульсов со скважностью 2. При необходимости выделения из них гармонической составляющей поделенной частоты производится частотная обработка с помощью фильтра нижних частот с частотой среза, равной наибольшему значению выходной частоты.

Умножители и делители частоты вносят не только регулярные, но и случайные погрешности в фазу выходного сигнала, которые зависят от их схемы, конструкции узла, кратности, качества фильтрации и других дестабилизирующих факторов. Поэтому нестабильность фазы и частоты выходного сигнала умножителя или делителя частоты несколько выше, чем входного. Зависимость интенсивности собственного фазового шума вблизи несущей частоты от частоты отстройки определяется схемой и режимом работы нелинейного элемента узла преобразования частоты, который может быть разработан специально как малошумящий. Например, в делителях частоты на два диапазона 1…2 ГГц уровень СПМ собственного «белого» фазового шума на выходе $S_{\varphi}(F)$ составляет –155…–140 дБ/Гц при отстройке от несущей частоты F = 100 кГц.

Таблица 3.2

Параметры интегральных широкополосных умножителей и делителей частоты

Тип умножителя или делителя	Входная цепь		Выходная цепь		ПСС$_{вых}$, дБн	$S_\varphi(F)$, дБ/Гц, F = 100 кГц	Питание	Модель, сайт
	$f_{вх}$, ГГц	$P_{вх}$, дБмВт	$f_{вых}$, ГГц	$P_{вых}$, дБмВт				
×2	4…20	20	8…40	5	–35	—	Пассивный	D-0840, www.markimicrowave.com
×3	3…4	10	9…12	15	–20	—	5 В / 0,15 А	ATA-0304, www.markimicrowave.com
×5	1,3…1,5	12	6,5…7,5	12	–40	—	15 В / 0,4 А	MAX5M65075, www.miteq.com
×16	0,6…0,7	–5	9,9…11,2	7	—	–140	5 В / 0,08 А	HMC445LP4, www.hittite.com
÷2	18…26	8	9…13	13	–30	—	±5 В / 0,4 А	DV-1826, www.markimicrowave.com
÷3	0…7	–15	0…2,5	0	–50	–153	5 В / 0,07 А	HMC437MS8G, www. hittite.com
÷8	0…25	–25	0…3,125	7	–50	–148	3,3 В / 0,06 А	25673DV-QFN, www.inphi-corp.com

Примечание: ×2 — удвоитель частоты; ×3 — утроитель частоты; ×5 — активный умножитель частоты в 5 раз; ×16 — активный умножитель частоты в 16 раз; ÷2 — активный делитель частоты на 2…

В делителях частоты, как и в умножителях частоты, существует кратная периоду более высокой частоты неопределенность начального сдвига между моментами времени перехода через нуль входного и выходного колебаний. На этапе включения источника питания или в результате действия импульсной помехи фаза колебания более высокой частоты может измениться на целое число периодов своего колебания по сравнению с фазой низкочастотного колебания. Разработчик синтезатора сигналов должен оценить последствия такого явления исходя из назначения и свойств радиотехнической системы, в которой он будет использоваться.

Умножители и делители частоты являются нелинейными устройствами, поэтому если входной сигнал имеет, например, две близко расположенные гармонические составляющие с частотами ω_1 и ω_2, то в спектре выходного сигнала возникнут кроме гармоник с целым значением кратности дополнительные паразитные спектральные составляющие со всевозможными суммарными и разностными комбинациями этих частот и их гармоник. Считают, что умножение частоты узкополосного сигнала в n раз при сопутствующем паразитном колебании (помехе) в пределах занимаемой полосы частот приводит к ухудшению отношения сигнал/помеха в число раз, равное коэффициенту умножения n, или на $20\lg n$ дБ. Предположим, что на входе удвоителя частоты вместе с полезным колебанием с частотой 5,000 000 МГц присутствует ПСС с частотой 4,999 999 МГц, уровень которой на 80 дБ ниже, чем полезного сигнала. Основное выходное колебание будет иметь частоту 10,000 000 МГц, но в его окрестности на частоте 9,999 999 МГц будет присутствовать ПСС с уровнем –74 дБн, что на 6 дБ больше, чем на входе, а также ПСС с удвоенной частотой 9,999 998 МГц, имеющая уровень –80 дБн.

Если входной сигнал умножителя частоты в n раз имеет периодическую угловую (фазовую или частотную) модуляцию с девиацией частоты Δf и модулирующей частотой $F_м$, то на его выходе модулирующая частота не изменится, а девиация частоты составит $n\Delta f$. При этом уровень мощности боковых полос модуляционного спектра по сравнению с мощностью несущего колебания возрастает на $20\lg n$, т. е. для удвоителя — на 6 дБн.

Делитель частоты на два модели *DV*-1826 имеет входные сигналы миллиметрового диапазона, так что для размещения элементов поверхностного монтажа использованы высокотехнологичные решения. Делители частоты моделей *HMC*437*MS*8*G* и 25673*DV-QFN* выполнены как счетчиковые, поэтому коэффициент деления может быть нечетным, а нижний предел рабочей частоты отсутствует — микросхемы производят широкополосное деление частоты в указанное число раз в любом низкочастотном диапазоне вплоть до постоянного тока. Микросхема делителя частоты на восемь модели 25673*DV-QFN* выполнена для работы в расширенном температурном диапазоне: от –55 до +125 °С. Можно заметить, что собственные фазовые шумы

цифровых делителей частоты существенно ниже, чем, например, для ГУН того же диапазона.

3.4. Смесители частот

Смесители частот гармонических сигналов используются для выполнения операций сложения и вычитания стабильных значений частот. Пассивный смеситель является взаимным устройством, имеющим три порта (рис. 3.15): порт *RF* радиочастотного сигнала с частотой f_{RF}, вход *LO* опорного сигнала с частотой f_{LO} и порт *IF* промежуточной частоты f_{IF}. Если входными являются порты *IF* и *LO*, а выходным — *RF*, то смеситель осуществляет преобразование частоты вверх. Когда $f_{IF} << f_{LO}$, преобразователь частоты является модулятором мгновенных значений колебания опорной частоты сигналом на входе *IF*. Если входными являются порты *RF* и *LO*, а выходным — *IF*, то смеситель осуществляет преобразование частоты вниз. Пассивные смесители используют в качестве нелинейных элементов полупроводниковые диоды; в активных — последовательно с одним или несколькими портами включают встроенные широкополосные усилители. В идеальном смесителе происходит перемножение мгновенных значений гармонических входных сигналов, так что в спектре выходного сигнала присутствуют лишь компоненты первого порядка с суммарной и разностной частотами: $f_{LO} \pm f_{IF}$. В диапазоне входных частот менее 100 МГц по такому принципу работают четырехквадрантные аналоговые перемножители.

Простейшая схема небалансного смесителя радиочастотного диапазона представляет собой соединенные в кольцо источники квазигармонических напряжений $u_{RF}(t)$ и $u_{LO}(t)$, нагрузку и диод с нелинейной вольт-амперной характеристикой

$$i(e) = 5\exp(\alpha e),$$

где S — крутизна, α — множитель нелинейности.

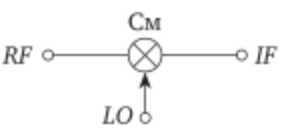

Рис. 3.15. **Входные и выходные порты смесителя:**
RF — радиочастотный порт; *LO* — опорный сигнал; *IF* — порт промежуточной частоты

Управляющее напряжение генератора тока равно сумме мгновенных значений входных сигналов: $e(t) = u_{RF}(t) + u_{LO}(t)$ Экспоненциальную вольт-амперную характеристику диода можно представить в виде ряда по степеням управляющего напряжения $e(t)$ на диоде

$$i(e) = S[1 + \alpha e + \ldots + (1 / n!)\alpha^n e^n + \ldots].$$

Произведя тригонометрические преобразования, можно увидеть, что в спектре тока диода будут присутствовать гармоники входных сигналов с кратными частотами и составляющие со всевозможными комбинационными частотами

$$f_{IF} = |\pm m f_{RF} \pm n f_{LO}|,$$

где m и n — целые числа.

Величину $q = |m| + |n| - 1$ называют *порядком преобразования*. Если в сигнале на входе *RF* имеются две гармонические составляющие с близкими частотами f_{RF1} и f_{RF2}, то в токе смесителя возникают паразитные комбинационные компоненты более высокого порядка. Например, продукты третьего порядка имеют частоты $2f_{RF1} \pm f_{RF2} \pm f_{LO}$.

Амплитуда каждой из спектральных компонент выходного тока зависит от схемы смесителя, амплитуд входных сигналов и порядка преобразования по каждой из частот. В силу свойств степенного закона рост входных амплитуд с частотами f_{RF1}, f_{RF2} вызывает появление паразитных комбинационных составляющих высшего порядка, мощности которых пропорциональны уровню исходных во второй, третьей и следующих степенях.

При использовании смесителей гармонических сигналов в спектре выходного сигнала вблизи полезных компонент первого порядка возникают паразитные комбинационные составляющие более высокого порядка. Если при этом учесть, что полезный сигнал занимает определенную полосу частот в окрестности своей средней частоты, то возникает опасность попадания в полосу выделяемых частот дискретных или модуляционных комбинационных продуктов более высокого порядка. На рис. 3.16 представлены уровни комбинационных спектральных компонентов сигнала на выходе преобразователя частоты вверх, преобразующего входной сигнал с частотами $f_{IF} = (10{,}1 \pm 0{,}5)$ МГц в полосу 109…113 МГц при частоте опорного сигнала $f_{LO} = 100$ МГц. В выбранной выходной полосе частот (109…113 МГц) располагаются компоненты со следующими значениями m и n: 1, 1; 9, 2; 11, 0; 21, 1 и др. Если считать, что мощность продукта преобразования в среднем обратно пропорциональна квадрату порядка преобразования $q = |m| + |n| - 1$, то можно оценить влияние нежелательных комбинационных продуктов, которые попадают в полосу выделяемых частот.

Разработаны методы выбора отношений входных частот f_{RF} / f_{IF} и f_{LO} / f_{IF}, при которых уровень паразитных компонент в заданной окрестности нужной частоты существенно снижается. Некоторые фирмы — производители смесителей — предоставляют для такой оптимизации номограммы или программные модули. Задача достижения заданной чистоты спектра выходного сигнала преобразователя частоты может быть решена значительно легче за счет рационального выбора рабочих частот смесителя, чем применением дорогостоящих полосно-пропускающих фильтров высокого порядка, которые иногда принципи-

ально не могут изменить ситуацию, если паразитные комбинационные компоненты попадают в полосу рабочих частот.

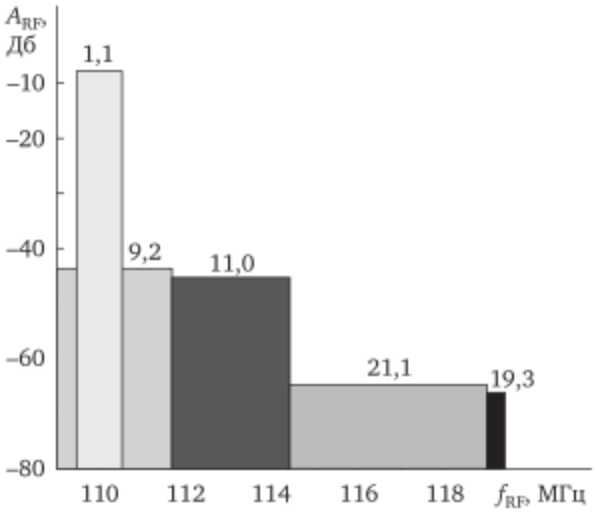

Рис. 3.16. **Уровни комбинационных спектральных компонентов сигнала на выходе преобразователя частоты вверх**

Если нагрузка по цепи порта промежуточной частоты пропускает постоянную составляющую, то такой смеситель может работать как фазовый детектор входных сигналов.

Амплитудной характеристикой смесителя (рис. 3.17) называют зависимость $P_{IF}(P_{RF})$ для полезного продукта первого порядка ($q = 1$). Она снимается для одногармонического сигнала на входе *RF* при фиксированной мощности опорного сигнала на входе *LO*. Нелинейность зависимости $P_{IF}(P_{RF})$ характеризуется уровнем 1 дБ компрессии — мощностью входного сигнала $P_{вх1дБ}$, при которой коэффициент передачи смесителя $C_{R\to1}$, падает на 1 дБ по сравнению с малосигнальным значением. Мощность продуктов преобразования третьего порядка (см. рис. 3.17, линия *2*) увеличивается с ростом P_{RF} в 3 раза быстрее, чем $P_{IF}(P_{RF})$ в малосигнальной области, а мощность продуктов четвертого порядка (см. рис. 3.17, линия *3*) — в 4 раза быстрее, если график, представленный на рис. 3.17, использует логарифмический масштаб по обеим осям. Пересечение продолжения линии *1*, для которой $q = 1$, с линией *2*, для которой $q = 3$ (точка *B*) происходит в точке *IP*3 (*Intersept Point* 3 *ordre*), в которой мощности основного и ближайшего паразитного продуктов оказываются равными. Одни производители приводят данные о $P_{вх1P3}$, другие — о $P_{вых1P3}$. Для измерения уровня мощности *IP*3 при помощи анализатора спектра на вход *RF* подаются два сигнала близких частот с одинаковой мощностью при номинальном уровне мощности на входе *LO*.

Коэффициент шума смесителя $k_ш$ показывает превышение мощности шума на выходе по сравнению с шумом резистора с сопротивлением, равным его входному сопротивлению.

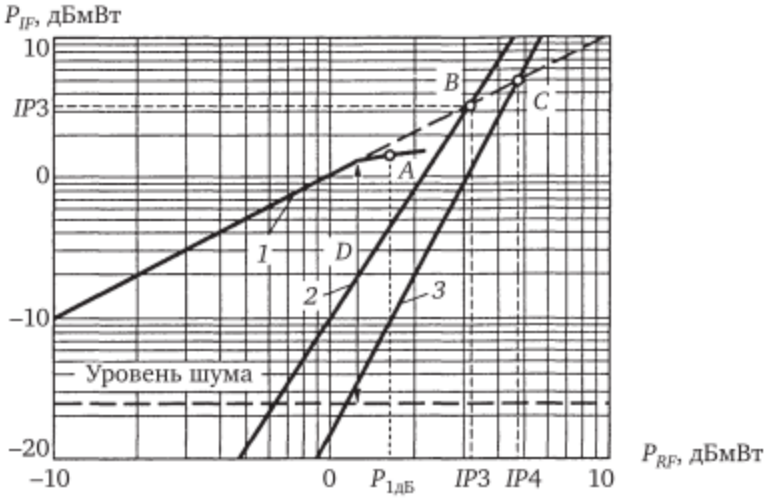

Рис. 3.17. **Графики зависимости уровня комбинационных продуктов преобразования в смесителе от мощности сигнала на порте промежуточной частоты:**
1 — $q = 1$; *2* — $q = 3$; *3* — $q = 4$

Мощность опорного сигнала P_{LO} влияет на коэффициент преобразования $C_{R\to1}$ и коэффициент шума $k_ш$ смесителя, когда уровень P_{LO} превышает уровень мощности P_{RF} не более чем на 20…30 дБ. На рис. 3.18 показаны графики зависимости коэффициента передачи по мощности $C_{R\to1}$ и коэффициент шума $k_ш$ от мощности опорного сигнала P_{LO} для двойного балансного смесителя. Номинальный уровень P_{LO} выбирается на участке насыщения характеристик $C_{R\to1}$ (P_{LO}) и $k_ш$ (P_{LO}).

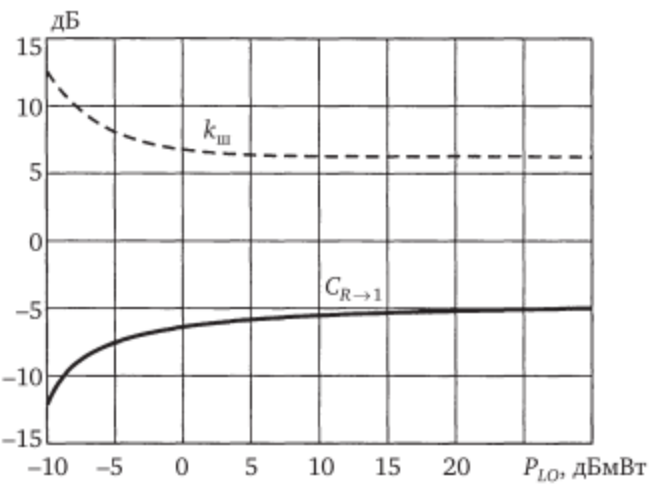

Рис. 3.18. **Графики зависимости коэффициента передачи по мощности $C_{R\to1}$ и коэффициента шума $k_ш$ от мощности опорного сигнала P_{LO} для двойного балансного смесителя:**
f_{LO} = 310,7 МГц; f_{RF} = 300 МГц; P_{RF} = –40 дБмВт; f_{IF} = 10,7 МГц

Для смесителей нормируются:

- коэффициент преобразования (передачи или потерь) $C_{R\to 1}$;
- коэффициенты изоляции (паразитного прохождения) между портами *LO*, *IF* и *RF*;
- уровень подавления на выходе мощности сигнала опорной частоты;
- уровень подавления мощности зеркальной полосы частот;
- уровень подавления гармоник опорного сигнала.

Небалансный смеситель практически не применяется, так как не обеспечивает приемлемой развязки между портами. *Двухдиодный балансный смеситель* (рис. 3.19) обеспечивает балансировку по порту *LO*. За счет симметрии обмоток трансформатора и диодной пары на 20…30 дБ снижается нежелательное прохождение сигналов между портами опорного сигнала и промежуточной частоты. Благодаря встречному включению диодов компенсируются паразитные продукты четного порядка и уменьшается влияние нестабильности мощности P_{LO} на коэффициент преобразования $C_{R\to 1}$. В миллиметровом диапазоне длин волн двухдиодные балансные смесители могут выполняться в коаксиальном (микрополосковом) исполнении на основе гибридного кольца или в волноводном исполнении на основе двойного *T*-моста.

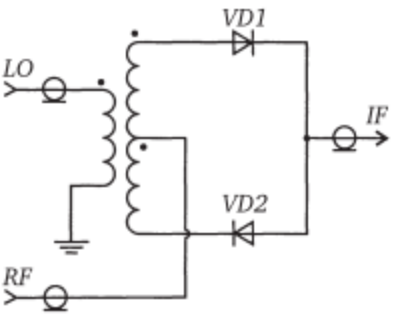

Рис. 3.19. **Электрическая принципиальная схема двухдиодного балансного смесителя со встречным включением диодов**

На рис. 3.20 представлена электрическая принципиальная схема ***балансного смесителя с антипараллельными диодами и накачкой на субгармонике*** выходной частоты. В таком смесителе не идет речь об образовании в схеме на безынерционном нелинейном элементе колебаний с частотой, в целое число раз меньшей, чем частота сигнала на опорном входе *LO*. Если используется в качестве полезной, например, третья гармоника колебания на входе *RF*, то на выходе используется в качестве полезного колебание промежуточной частоты $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO} / 3|$. Развязка (изоляция) между портами *IF* и *RF* (см. рис. 3.20) обеспечивается дополнительными внешними фильтрами. Благодаря тому, что частота опорного сигнала f_{LO} выбирается в 2 или 3 раза ниже, чем в базовой схеме, коэффициент изоляции между портами *LO* и *IF* на частоте f_{LO} выше, а на частоте $2f_{LO}$ намного выше, чем в других схемах.

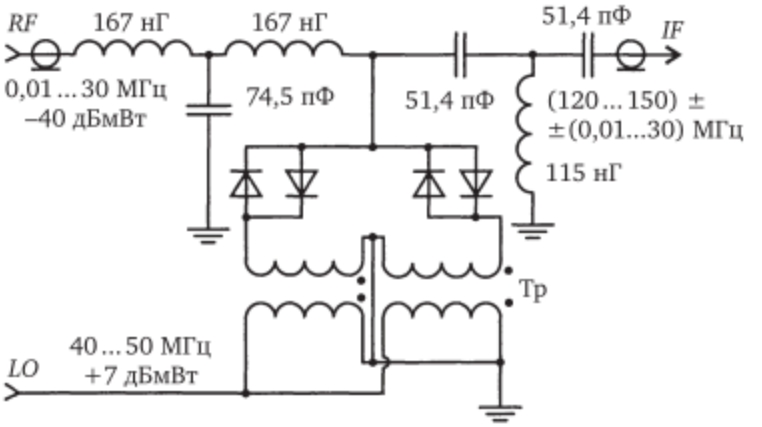

Рис. 3.20. **Электрическая принципиальная схема балансного смесителя с антипараллельными диодами и накачкой на субгармонике**

На рис. 3.21 представлена электрическая принципиальная схема ***балансного смесителя с двойной балансировкой и диодным кольцом***. На выходе *IF* в этой схеме компенсируются комбинационные продукты четного порядка. Рабочий диапазон частот смесителя (см. рис. 3.21) ограничен свойствами трансформаторов: их симметрией и коэффициентом перекрытия по частоте. На высших частотах сказывается шунтирующее влияние собственной емкости диодов. Для расширения динамического диапазона применяют диоды с увеличенным уровнем порога открывания. Смесители с двойной балансировкой имеют повышенную чувствительность к рассогласованию сопротивления нагрузки, так как отраженные сигналы создают пиковые напряжения на диодах, значительно превышающие номинальный уровень, соответствующий линейной нагрузке.

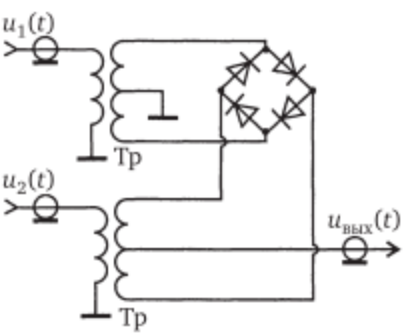

Рис. 3.21. **Электрическая принципиальная схема балансного смесителя с двойной балансировкой и диодным кольцом**

Смесители на гармониках отличаются тем, что в качестве полезных используются комбинационные продукты более высокого порядка, чем первый, по отношению к частоте на порте *RF*, подавляя ближайшие

компоненты первого порядка за счет оптимизации вольт-амперных характеристик диодов и схемной балансировки. В диапазоне миллиметровых волн используются ***субгармониковые смесители***, которые работают с частотой опорного генератора в целое число (2, 4 или 6) раз ниже, чем в базовых схемах. Это позволяет снизить стоимость разработки источника f_{LO}. Гармониковые и субгармониковые смесители имеют более широкий динамический диапазон, чем базовая схема за счет повышенного уровня $P_{вх1дБ}$ на порте *RF*.

На рис. 3.22 представлена электрическая принципиальная схема ***смесителя с тройной балансировкой***. Применение двух диодных колец и дополнительных трансформаторов позволяет заметно расширить динамический диапазон и, как минимум, на 6 дБ увеличить развязку между портами *LO* — *RF*.

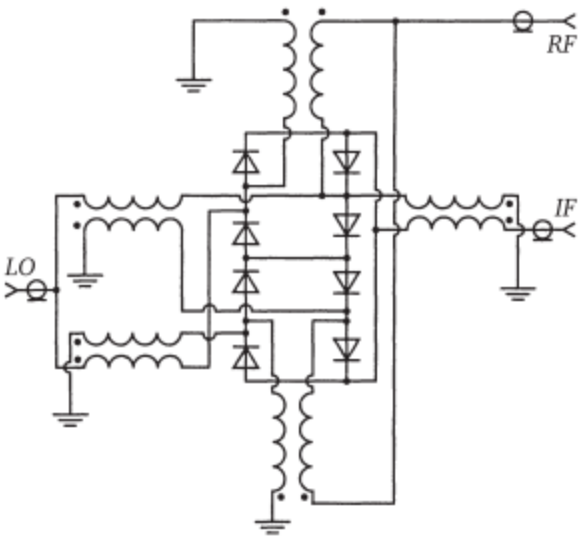

Рис. 3.22. **Электрическая принципиальная схема смесителя с тройной балансировкой**

На базе смесителей частот выполняются функциональные узлы синтезаторов частот различного назначения. На рис. 3.23 представлена структурная схема ***смесителя с подавлением зеркального канала***. Мощность продуктов первого порядка в зеркальной полосе, а также удвоение полезной мощности в выделяемой полосе происходит здесь за счет использования двух идентичных балансных нелинейных элементов. Радиочастотные сигналы *RF* поступают на них синфазно через делитель мощности ДМ, а опорные — со сдвигом на 90° через гибридный фазовращатель (Фв). Выбором одного из выходов выходного Фв выбирается полезная полоса сигнала *IF*. Полосовая фильтрация в этой схеме требуется только в том случае, если необходим уровень паразитных комбинационных компонентов менее 40…50 дБ. Иногда применяют преобразователи частот вниз с подавлением зеркального

канала на основе четырех опорных колебаний одинаковой амплитуды с частотой f_{LO}, сдвинутых по фазе соответственно на 0, 90, 180 и 270°.

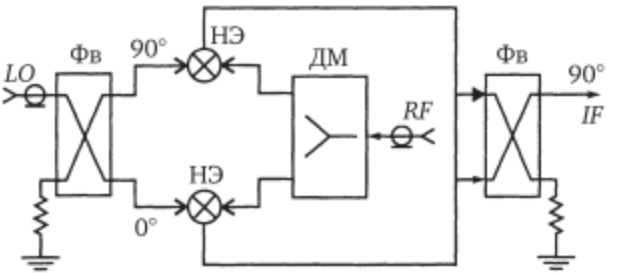

Рис. 3.23. **Структурная схема смесителя с подавлением зеркального канала**

Подобный прием используется в балансных модуляторах — преобразователях полосы модулирующих частот вверх (см. гл. 6). В них также за счет четырехфазного сложения комбинационных составляющих получают подавление на 40…50 дБ зеркальной полосы — однополосную модуляцию.

В табл. 3.3 приведены параметры интегральных смесителей и преобразователей частоты. Пассивный балансный смеситель PE4134 дециметрового диапазона длин волн создает сигнал промежуточной частоты около 300 МГц мощностью не менее 15 дБмВт. Смеситель этого же диапазона модели *RF*9986 использует двойную балансировку и встроенный малошумящий усилитель на входе *RF*. Благодаря этому изоляция между портами *LO* и *RF* в нем возрастает до 30 дБ, собственный коэффициент шума снижается до необычайно малой величины (1,4 дБ), а коэффициент передачи по мощности между входом микросхемы и выходом на промежуточной частоте составляет 12 дБ. В пассивном смесителе с тройной балансировкой марки MCA-50H достигнута развязка в 30 дБ между портами *LO* и *RF* и в 32 дБ — между портами *LO* и *IF* без использования встроенных усилителей. Смеситель STM-3116 содержит встроенные усилители по входам *LO* и *RF*, поэтому его коэффициент передачи по мощности возрос до 17 дБ. Пассивный балансный смеситель сантиметрового диапазона марки QM8-0326LZ работает в необычайно широком частотном диапазоне, что свидетельствует о высоком профессионализме разработчиков широкополосных цепей согласования. Субгармониковый смеситель HMC265LM3 использует частоту на опорном входе *LO* в 2 раза более низкую, чем на входе *RF*, что облегчает построение стабильного по частоте источника опорных колебаний. Пассивный смеситель сантиметрового диапазона M9D-2065 отличается тем, что частота на входе в 2 или в 3 раза ниже, чем на радиочастотном входе, а используется не первая, а третья комбинационная компонента на входе промежуточной частоты. Верхняя граничная частота по порту промежуточной частоты соответствует коротковолновой части сантиметрового диапазона, что свидетельствует о высоком качестве широкополосного согласования выходного импеданса.

Таблица 3.3

Параметры интегральных смесителей и преобразователей частоты

Тип элемента	Частота, ГГц			Входная мощность $P_{вх}$, дБмВт	Мощность опорного сигнала P_{LO}, дБмВт	Коэффициент преобразования мощности $C_{R\to 1}$, дБ	Питание	Модель, сайт
	f_{RF}	f_{LO}	f_{IF}					
Б	1,5…1,8	1,8…2,1	0,3	22	17	–7	Пассивный	*PE*4134, www.peregrine.com
ДБ	1,5…2	1,5…2	0…0,5	–10	–4	12	3,6 В / 0,05 А	*RF*9986, www.rfmd.com
ТБ	1…5	1…5	0,01…1,5	34	17	–7	Пассивный	*MCA*-50*H*, www.minicircuits.com
МШУ	1,9…2,3	1,9…2,3	0,03…0,2	24	0	17	5 В / 0,2 А	*STM*-3116, www.sirenza.com
ДБ	3…26	3…26	0…2	5	10	–6	Пассивный	*QM*8-0326*LZ*, www.markimicrowave.com
СГ	20…31	10…15,5	0,7…3	8	–4	0	+4 В / 0,05 А	*HMC*265*LM*3, www.hittite.com
Г	20…65	5…30	1…22	0	20	–12	Пассивный	*M9D*-2065, www.markimicrowave.com

Примечание. Б — балансный; ДБ — с двойной балансировкой; ТБ — стройной балансировкой; МШУ — с встроенным входным малошумящим усилителем; СГ — с использованием субгармоник сигнала на радиочастотном входе; Г — с использованием высших гармоник сигнала на опорном входе.

3.5. Фазовые и частотные дискриминаторы

Фазовый дискриминатор (ФД) предназначен для преобразования разности фаз φ двух периодических колебаний в сигнал ошибки в форме напряжения постоянного тока $e_{ФД}(\varphi)$. Существует большое число различных схем ФД. Простейшим ФД является перемножитель мгновенных значений двух напряжений гармонической формы: при $u_1(t) = U_1(t)\cos\varphi_1(t)$ и $u_2(t) = U_2(t)\sin\varphi_2(t)$ сигнал на выходе перемножителя можно записать в виде

$$e_{ФД}(t) = \mu u_1(t)u_2(t) = 0{,}5U_1(t)U_2(t)\{\sin[\varphi_2(t) - \varphi_1(t)] + \\ + \sin[\varphi_2(t) + \varphi_1(t)]\}, \quad (3.10)$$

где μ — коэффициент передачи перемножителя, 1 / В.

Второе слагаемое в фигурных скобках быстро меняется во времени с частотой, равной сумме частот сравниваемых сигналов; это колебание не проходит на выход узкополосной цепи и им можно обычно пренебречь. Тогда дискриминационную характеристику ФД-перемножителя, описанную формулой (3.10), можно записать в следующем виде, учитывающем лишь разностную фазу $\varphi(t) = \varphi_2(t) - \varphi_1(t)$ колебаний на его входах:

$$e_{ФД}(\varphi, t) = E\sin\varphi(t), \quad (3.11)$$

где E — наибольшее напряжение на выходе ФД ($E = 0{,}5\mu U_1(t)U_2(t)$).

Из формулы (3.11) видно, что форма характеристики ФД-перемножителя, т. е. зависимости $e_{ФД}(\varphi)$, синусоидальная, а наибольшее напряжение E пропорционально амплитудам сравниваемых колебаний. Это нежелательно, так как если любая из этих амплитуд будет изменяться во времени, то это исказит результат измерения разности фаз.

Другим распространенным типом ФД является балансный ФД, представляющий собой сумморазностное вектормерное устройство. Варианты схемотехнических решений балансных ФД представлены на рис. 3.19—3.23, на которых выходной сигнал смесителя имеет передачу по постоянному току. Используя тригонометрические соотношения для сложения векторов в этих схемах, можно показать, что если амплитуда одного из сравниваемых сигналов значительно больше другой, то наибольшее напряжение E равно удвоенной амплитуде наименьшего из сигналов, а форма характеристики синусоидальная (рис. 3.24, *а*). В случае равных амплитуд характеристика принимает вид, очень близкий к треугольной кривой.

В более сложных схемах ФД реализуются характеристики, близкие к пилообразным (рис. 3.24, *б*), трапецеидальным и прочим кривым, общим для которых является свойство 2π-периодичности (оно обусловлено тем, что значение гармонического колебания повторяется при значениях аргумента, отличающихся на 2π). Поэтому обычно дискриминационную характеристику любого ФД записывают в виде

$$E_{ФД} = EF(\varphi),$$

где $E(\varphi)$ — нормированная к единице безразмерная характеристика ФД ($F(\varphi) = F(\varphi \pm 2\pi m)$, $m = 0, 1, 2, \ldots$).

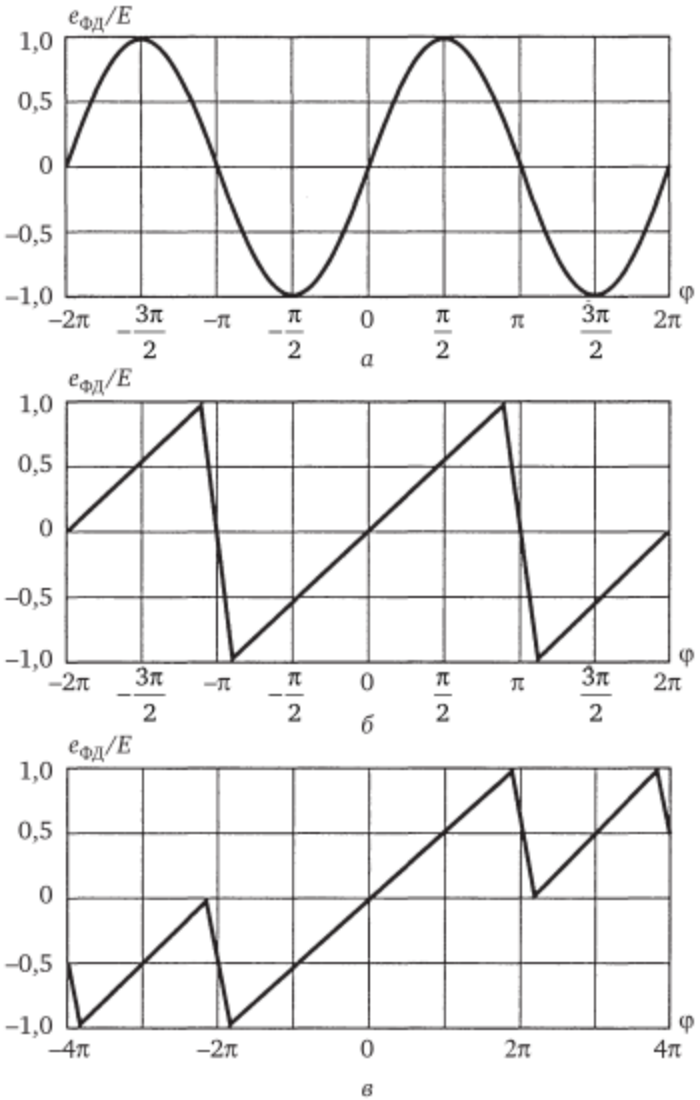

Рис. 3.24. **Варианты дискриминационных характеристик фазового (*а*, *б*) и частотно-фазового (*в*) дискриминатора**

Для рассмотренных диодных аналоговых схем ФД $F(0) = 0$, если начальная фаза одного из входных сигналов смещена на $\pi / 2$ относительно фазы другого. Такой фазовый дискриминатор способен работать в широком диапазоне частот сверхвысокочастотных сигналов.

Импульсно-фазовый детектор предназначен для измерения разности фаз двух сигналов близких частот, если форма одного или обоих

колебаний не гармоническая, а импульсная. ИФД может быть построен на основе схемы с выборкой и запоминанием, как показано на рис. 3.25. В этой схеме одно из входных напряжений, например напряжение опорного сигнала $u_2(t)$, имеет форму коротких импульсов, с помощью которых производятся выборки из напряжения измеряемого сигнала $u_1(t)$. Значения напряжения выборки запоминаются на период повторения опорного сигнала. Для такого ФД форма характеристики $F(\varphi)$ повторяет форму и размах измеряемого сигнала, а напряжение $e_{ФД}(t)$ имеет ступенчатую форму с длительностью каждой ступени $1 / f_0$.

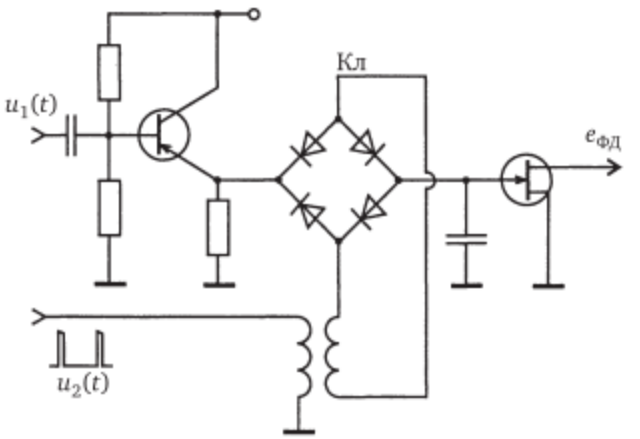

Рис. 3.25. **Электрическая принципиальная схема импульсного фазового дискриминатора с выборкой и запоминанием**

Для уменьшения длительности переходных процессов в системе ФАПЧ применяют схемы ИФД, имеющие характеристики иной формы: пилообразной, трапецеидальной и др. Для получения характеристики пилообразной формы на входе $u_1(t)$ для ФД вида, представленного на рис. 3.25, используют генератор пилообразного напряжения (ГПН), который запускается в момент перехода через нуль измеряемого сигнала, а в момент появления импульса на входе $u_2(t)$ производится короткая выборка из напряжения пилообразной формы. В таком ФД максимальное напряжение E не зависит от амплитуд измеряемых сигналов, а крутизны соседних участков периодической характеристики $F(\varphi)$ значительно отличаются по абсолютной величине.

Частотный дискриминатор (ЧД) имеет один вход и вырабатывает напряжение, которое в определенном интервале частот пропорционально отклонению частоты входного сигнала от опорной частоты, определяемой частотно-задающими цепями (например, резонансными контурами) в схеме ЧД. Такой дискриминатор имеет преимущество перед ФД, заключающееся в однозначности выходного напряжения при изменении частоты входного сигнала (ФД имеет периодическую неопределенность по разности фаз входных сигналов). Частотные дискриминаторы используются при построении систем частотной автопод-

стройки (ЧАП). ЧД с однозначной дискриминационной характеристикой может быть выполнен, например, по схеме с двумя расстроенными контурами.

Если один из входов аналогового ФД (см. рис. 3.19—3.23) соединить с другим входом линией задержки на время τ и подключить к источнику сигнала $u(t)$, частота которого подлежит измерению, то такая схема будет играть роль ЧД для частот $f_д(m) = \pi(0{,}5 + m) / \tau$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$, на которых разность фаз между входами составляет $\pi / 2 \pm \pi m$. При этом время задержки τ играет роль эталона для частот $f_д$, а наибольшее по модулю напряжение ЧД равно E.

Для сокращения длительности переходного процесса в системе ФАПЧ на этапе установления частоты разработаны частотнофазовые дискриминаторы (ЧФД), с помощью которых удается совместить преимущества систем частотной и фазовой автоподстроек. Разработаны и используются несколько вариантов ЧФД.

На рис. 3.26 показана электрическая принципиальная схема импульсного ЧФД с тремя состояниями, работающего на комбинацию идеального интегратора (емкость *C1*) и пропорционально-интегрирующей цепи, образованной элементами *R* и *C2*. Характеристика $F(\varphi)$ этого ЧФД симметрична относительно точки равновесия $\varphi = 0$ (рис. 3.24, *в*). Диоды *VD1* и *VD2* (см. рис. 3.26) играют роль логической схемы ИЛИ / НЕ, которая положительным фронтом устанавливает *RS*-триггеры *DD1* и *DD2* в положение «лог. 1». Когда на вход *C* любого триггера поступает импульс «лог. 1», то по переднему фронту этого импульса триггер перебрасывается в то состояние, в котором находится его вход *R*, соединенный с входом *D*. Транзисторы *VT1* и *VT2* играют роль коммутируемых генераторов тока. Когда транзистор открывается при состоянии «лог. 1» соответствующего триггера, он пропускает на накопительную емкость *C1* ток заряда *I* положительной (*VT1*) или отрицательной (*VT2*) полярности. Ток заряда определяется напряжением источника питания и резистором *R3* или *R4* соответственно. Ключ размыкается при состоянии «лог. 0» на выходе соответствующего триггера. Если $\varphi > 0$, а частоты сигналов $u_п(t)$ и $u_0(t)$ равны ($f_п = f_0$), то через накопительный конденсатор *C1* протекают прямоугольные импульсы тока $I(t)$ положительной полярности из-за открывания *VT1*, ширина которых пропорциональна величине φ. Если $\varphi < 0$ при одинаковых частотах, то открывается *VT2* и импульсы тока $I(t)$ отрицательны. Если частота повторения сигнала $u_0(t)$ выше, чем опорная, то с каждым следующим периодом тактовой частоты разность фаз и средний зарядный ток увеличиваются, а напряжение на *C1* возрастает, образуя в зависимости от φ пилообразную часть характеристики $F(\varphi)$ с положительным сдвигом ординат (см. рис. 3.24, *в*). Если частота повторения сигнала $u_0(t)$ ниже, чем опорная, то происходит разряд накопительной емкости и уменьшение напряжения на *C1*, которое с каждым следующим периодом тактовой частоты уменьшается. В результате протекания импульсов тока заряда одной или другой полярности средний ток заряда $i_{ср}(t)$ можно счи-

тать периодической функцией разности фаз напряжений $u_0(t)$ и $u_п(t)$ с периодом 2π на интервалах времени $d\varphi / dt > 0$ и $d\varphi / dt < 0$ соответственно. Аналитическая запись характеристики $F(\varphi)$ имеет следующий вид ($n = 0, \pm 1, \ldots$):

$$F(\varphi) = \frac{i_{ср}}{I} = \begin{cases} \varphi - 2\pi \text{ при } 2\pi n \le \varphi \le 2\pi(n+1), d\varphi / dt > 0, \\ \varphi - 2\pi(n+1) \text{ при } 2\pi n \le \varphi \le 2\pi(n+1), d\varphi / dt < 0. \end{cases}$$

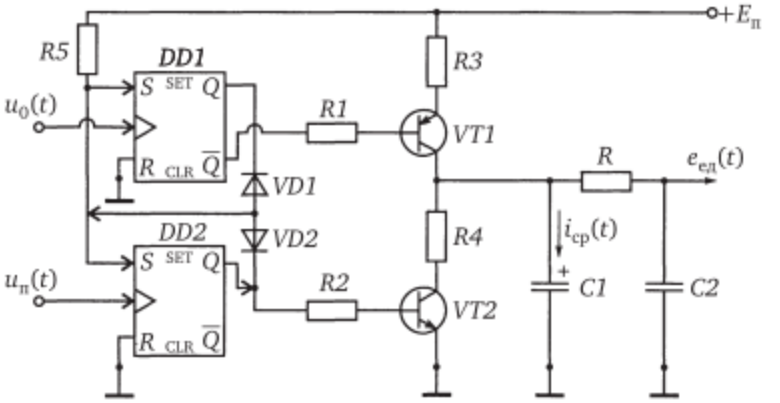

Рис. 3.26. **Электрическая принципиальная схема импульсного частотно-фазового дискриминатора:**
DD1 — К561ТМ2; *DD2* — К561ТМ2; *VD1* — КД521А; *VD2* — КД521А; *VT1* — КТ361Б; *VT2* — КТ315Б

Размах характеристики ЧФД, т. е. наибольшее напряжение E, до которого заряжается накопительный конденсатор $C1$, пропорционален току заряда I и обратно пропорционален частоте сравнения $i_{ср}$ и емкости этого конденсатора:

$$E = I / (2\pi f_{ср} C1).$$

Абсолютная величина E (см. рис. 3.26) ограничена сверху напряжением источника питания ($E < E_п$), а снизу — остаточным напряжением при открытом $VT2$.

Такие ЧФД имеют диапазон частоты сравнения 1…100 МГц.

3.6. Частотные фильтры

В устройствах формирования прецизионных сигналов используются линейные частотные фильтры:

- для обеспечения требуемого уровня подавления ПСС в промежуточных и в выходных каскадах преобразования частот;
- придания системам авторегулирования нужных динамических свойств за счет установки определенного коэффициента передачи в цепи обратной связи.

Рассмотрим характеристики фильтров нижних частот (ФНЧ), фильтров верхних частот (ФВЧ); полосно-пропускающих фильтров (ППФ) и полосно-заграждающих фильтров (ПЗФ).

Комплексный коэффициент передачи линейного частотного фильтра записывается в виде $\dot{W}(jf) = \left|W_\phi(f)\right| \exp\left[j\varphi(f)\right]$. Физически реализуемые фильтры имеют амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) с ограниченной крутизной изменения модуля коэффициента передачи $W_\varphi(f)$ на границах полосы пропускания и заграждения. Вместо фазочастотной характеристики (ФЧХ) фильтра $\varphi(f)$ в большинстве случаев удобнее использовать частотную зависимость группового времени запаздывания (ГВЗ) в виде $\tau(f) = -(1 / 2\pi)d\varphi(f) / df$. Для частотных фильтров нормируется величина и неравномерность ГВЗ в полосах прозрачности и заграждения.

Вид АЧХ и ФЧХ фильтра зависит от количества последовательно включенных частотно-зависимых звеньев n (порядок фильтра) и расположения нулей и полюсов коэффициента передачи $\dot{W}(jf)$, представленного в виде отношения полиномов по степеням n частоты. Для фильтров высокого порядка ($n \geq 2$) можно выбрать такое расположение нулей и полюсов коэффициента передачи, при котором фильтр будет обладать особыми свойствами. Разработаны варианты расчета параметров фильтра — коэффициентов передаточной функции $\dot{W}(jf)$ и соответствующих параметров компонентов при технической реализации:

- для получения монотонной и наиболее плоской АЧХ — фильтр Баттерворта;
- для наибольшей линейности ФЧХ в полосе прозрачности (наиболее плоской характеристики ГВЗ) — фильтр Бесселя;
- для получения АЧХ с равноволновыми пульсациями в полосе пропускания при монотонном изменении АЧХ за ее пределами — фильтр Чебышева;
- для получения АЧХ с равноволновыми пульсациями в полосах пропускания и заграждения — эллиптический фильтр Кауэра;
- фильтр с заданной прямоугольностью АЧХ и др.

На рис. 3.27 представлена ФЧХ полосно-пропускающего фильтра с числом звеньев $n = 8$ при средней частоте 100 МГц и относительной ширине полосы ±5 %, настроенного на наибольшую линейность ФЧХ. В полосе частот 75…125 МГц изменение фазового набега составляет 540° с отклонением от линейности не более 3°. Увеличение числа звеньев (порядка) фильтра дает возможность улучшить прямоугольность АЧХ и увеличить соотношение между затуханием в полосах пропускания и заграждения.

В ППФ первого порядка коэффициент передачи уменьшается всего на 6 дБ при увеличении частоты в 2 раза по сравнению с граничной частотой полосы прозрачности. Поэтому для улучшения фильтрации мешающих внеполосных спектральных компонент надо увеличивать порядок фильтра. На рис. 3.28 показаны АЧХ полосно-пропускающего фильтра типа Баттерворта для различного порядка цепи.

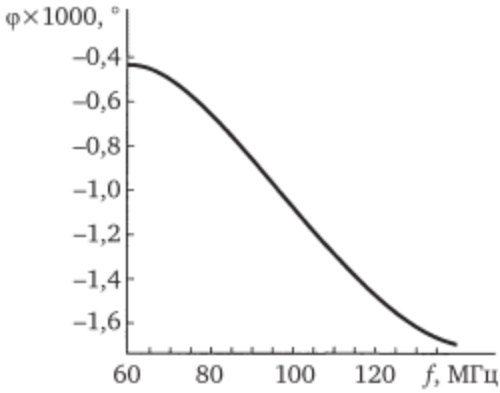

Рис. 3.27. **Фазочастотная характеристика полосно-пропускающего фильтра, оптимизированного на ее высокую линейность**

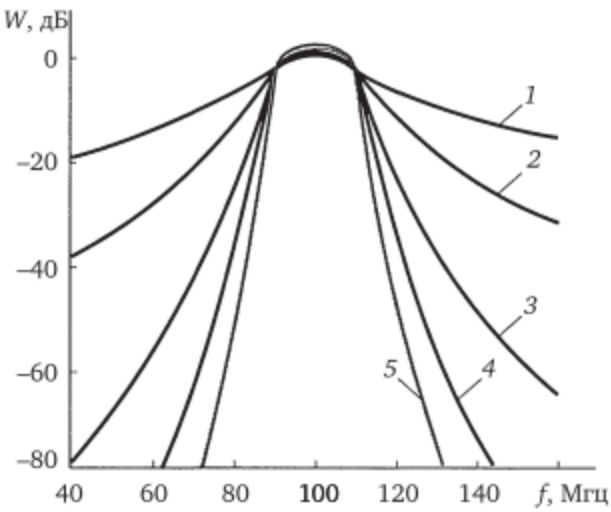

Рис. 3.28. **Амплитудно-частотные характеристики полосно-пропускающего фильтра типа Баттерворта для различного порядка цепи *n*:**
1 — $n = 1$; *2* — $n = 2$; *3* — $n = 4$; *4* — $n = 6$; *5* — $n = 8$

Повышение качества фильтрации сопровождается ростом потерь в полосе прозрачности, которые пропорциональны числу звеньев. Существенное ограничение на число звеньев обусловлено повышением требований к точности настройки фильтра и стоимости изготовления, снижением надежности настройки в диапазоне внешних воздействий. Выпускаются фильтры с числом звеньев от 2 до 17.

Технически корректными в качестве показателей качества ФНЧ и ФВЧ кроме выбранных типа АЧХ и количества звеньев *n* являются следующие параметры:

- ширина полос пропускания $П_{3дБ}$ и заграждения, которые определяют коэффициент прямоугольности АЧХ;
- уровень потерь в полосе прозрачности $k_п$;

• уровень неравномерности (пульсаций) коэффициента передачи;

• время установления отклика;

• коэффициент стоячей волны, или коэффициент отражения в полосе пропускания;

• уровень предельно допустимой входной мощности.

Некоторые производители частотных фильтров используют комбинированный показатель добротности фильтра — Q-фактор, который выражается (рис. 3.29) через уровень потерь в полосе прозрачности и ширину этой полосы:

$$k_п = 20\lg[Q / (Q - 1{,}414 / П_{3дБ})].$$

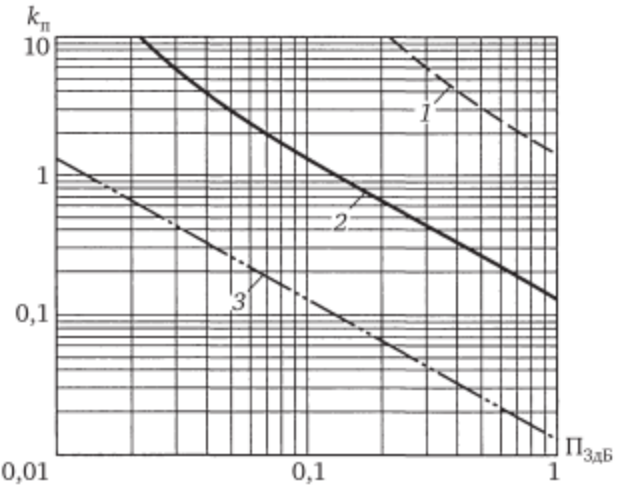

Рис. 3.29. **Графики зависимостей коэффициента передачи фильтра от его относительной полосы при различных значениях параметра добротности:** *1* — $Q = 10$; *2* — $Q = 100$; *3* — $Q = 1000$

Мощность входного сигнала частотного фильтра $P_{вхдоп}$ ограничивается не только электрической прочностью. Причинами появления нелинейных явлений в линейном фильтре могут быть следующие факторы: в состав индуктивностей фильтра входят ферритовые материалы, проявляющие нелинейную зависимость магнитной проницаемости и потерь от амплитуд сигналов; в состав электрически перестраиваемых фильтров входят нелинейные емкости — варикапы; некоторые фильтры интегрированы с транзисторными усилителями.

Для многих частотных фильтров производители указывают величину $P_{вх1дБ}$ — входную мощность, при которой потери возрастают на 1 дБ.

Могут использоваться различные технологии создания электрических цепей с малыми потерями, проявляющих частотно-зависимые свойства. В табл. 3.4 представлены параметры частотных фильтров:

• на сосредоточенных LC-элементах — недорогие, ограничены по числу звеньев из-за влияния погрешностей выполнения, используются для частот менее 100 МГц;

Таблица 3.4

Параметры частотных фильтров

Фильтры	Диапазон частот, ГГц	Полоса пропускаемых частот $П_{3дБ} / f_{ср}$, %	Добротность $Q \cdot 10^{-3}$	Число звеньев n	Особенности
На сосредоточенных *LC*-элементах	0…0,1	3…200	0,02…1	2…10	Низкая стоимость
Малогабаритные	0,005…40	3…100	0,02…5	2…8	Малые габаритные размеры, поверхностный монтаж
Резонаторные	0,03…26	0,2…66	0,1…1	2…15	Малые потери, устойчивость к внешним воздействиям
Керамические	0,4…3	0,5…5	0,5…20	2…10	Малые габаритные размеры, устойчивость к внешним воздействиям, низкая стоимость
Коаксиальные (трубчатые)	0,05…20	3…50	0,2…1	2…9	Малогабаритные ФНЧ и ФВЧ
Микрополосковые	0,1…40	0,5…30	0,2…10	3…16	Высокая селективность, малые габаритные размеры
Волноводные	4…40	0,5…5	1…25	2…8	Низкие потери, высокая проходящая мощность
Кварцевые и ПАВ	0,01…2,5	0,1…5	5…30	5…16	Высокая повторяемость, большая селективность
Перестраиваемые	0,02…3	1…5	0,02…0,5	2…4	ППФ и ПЗФ с цифровой перестройкой до октавы
Цифровые	0…0,0001	0,001…200	1…1000	1…150	Используются с источником частоты дискретизации, АЦП, ЦАП и выходным аналоговым ФНЧ

• малогабаритные — имеют малые габаритные размеры и массу, возможен поверхностный монтаж;

• резонаторные — обладают очень высокой селективностью и стабильностью параметров благодаря посеребренным металлическим резонаторам и калиброванной связи;

• керамические — отличаются малыми габаритными размерами, используются на частотах до 2…3 ГГц;

• коаксиальные (трубчатые) — выпускаются варианты складных трубчатых фильтров уменьшенных габаритных размеров;

• микрополосковые — применяются для частот от 100 МГц до 40 ГГц, пригодны для поверхностного монтажа;

• волноводные — имеют высокие значения добротности (до $Q = 25\,000$);

• кварцевые и ПАВ — имеют высокую повторяемость характеристик, число звеньев — до 10…12, устойчивы к механическим воздействиям, пригодны для поверхностного монтажа; выполняются на кристалле пьезокварца с нанесением на него топологии преобразователей; технология ПАВ обеспечивает высокую повторяемость характеристик фильтров с числом звеньев до 16; имеют дополнительные потери на прямое и обратное электроакустическое преобразование, поэтому выполняются совместно с интегральными широкополосными усилителями;

• перестраиваемые — используется механическая (иногда — электронная) сопряженная перестройка двух-трех резонаторов; для электронной перестройки граничных частот в состав таких фильтров включаются варикапы или ферритовые резонаторы на железоиттриевом гранате (ЖИГ-перестройка); число звеньев и диапазон управления ограничены возможностями сохранения формы АЧХ в диапазоне перестройки;

• цифровые — в таких фильтрах входной и выходной сигналы представляют собой потоки цифровых данных с частотой дискретизации по времени $f_д$ и заданной разрядностью по ординатам. Способами цифровой вычислительной обработки внутри кристалла интегральной схемы формируются нужные частотные свойства такого фильтра.

В цифровом фильтре (ЦФ) можно обеспечить очень высокий порядок фильтра (до 150) и соответствующее качество фильтрации, получить характеристики, недостижимые в аналоговых фильтрах (например, с конечной длительностью реакции на скачок входного сигнала).

ЦФ имеют паразитные полосы пропускания для частот, превышающих половину частоты дискретизации ($f_д / 2$), поэтому они требуют включения аналогового ФНЧ с $П_{3дБ} < f_д / 2$ на входе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и цифроаналогового преобразователя (ЦАП) на выходе для формирования аналогового сигнала.

Рабочая частота ЦФ ограничена быстродействием цифровой части.

Для выравнивания коэффициента передачи ЦАП в широком диапазоне изменения тактовой частоты (например, в синтезаторах частот) используют дополнительные аналоговые корректирующие фильтры с АЧХ вида $x / (\sin x)$.

Выбор того или иного варианта технологии изготовления фильтра определяется диапазоном частот, массогабаритными показателями, устойчивостью к внешним воздействиям.

В целях снижения внеполосных спектральных компонентов на гармониках выходной частоты для синтезаторов частот и для выходных усилителей мощности в устройствах формирования сигналов при высоких требованиях к электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств (РЭС) применяют гармониковые радиочастотные фильтры. На частотах до 40 ГГц они включают в себя или последовательно соединенные ФНЧ и ФВЧ, или резонансные поглощающие цепи на гармонику с заданным номером. Современные гармониковые фильтры отличаются высокой допустимой проходящей мощностью (до 15 кВт), большим числом звеньев (до 8) при малых потерях. Они выдерживают резкие механические удары (до 30*g*) и повышенную влажность окружающей среды (до 98 %).

Кроме частотных фильтров общего назначения, рассмотренных выше, в цепях управления и обратной связи систем авторегулирования применяют линейные фильтры, предназначенные для создания определенных динамических свойств таким системам: инерционное звено первого или второго порядка с заданной постоянной времени; пропорционально-интегрирующий фильтр; идеальный интегратор и др. (см. гл. 5).

3.7. Узлы управления фазой и задержкой сигнала

Для электронного управления фазой выходного квазигармонического колебания могут использоваться различные технические решения: изменение настройки частотного фильтра, амплитудная модуляция одной из квадратурных компонент выходного напряжения, коммутация длины линии задержки, изменение скорости распространения волн в волноводе и др. Если сигнал широкополосный, то для сохранения формы колебания на выходе узла надо использовать только устройства управления задержкой во времени.

Основными характеристиками таких узлов являются:

- модуляционная характеристика (МХ) — зависимость фазового сдвига на заданной частоте или задержки от управляющего напряжения;
- характеристика паразитной амплитудной модуляции в интервале изменения управляющего напряжения;
- вид переходного процесса при скачке управляющего напряжения;
- зависимость СПМ дополнительного фазового шума от отстройки по отношению к несущей частоте.

Используются следующие параметры этих характеристик:

1) диапазон изменения фазы или задержки в допустимом интервале управляющих напряжений;

2) уровень нелинейности МХ;

3) уровень допустимой ПАМ;

4) уровень допустимых отклонений МХ от линейного вида или отклонения крутизны МХ от постоянного значения;

5) длительность процесса установления нового значения фазового сдвига или задержки;

6) уровень дополнительного «белого» фазового шума;

7) отстройка, при которой частотная зависимость дополнительного фазового шума не проявляется;

8) оценка допустимого искажения формы выходного сигнала;

9) уровень дополнительных паразитных дискретных спектральных компонентов, возникающих в выходном сигнале;

10) интервалы допустимых изменений дестабилизирующих факторов: температуры, давления и влажности окружающей среды, вибраций и ударов, проникающей радиации, явлений старения и деградации и т. д.

Если необходимо изменять фазовый сдвиг квазигармонического сигнала в пределах нескольких десятков градусов, то можно использовать резонансный усилитель с управляемой средней частотой $f_{ср}$. Для управления частотой $f_{ср}$ вводят в состав резонансного контура управляемую емкость в виде варикапа. Пусть, например, частота настройки одиночного LC-контура линейно зависит от управляющего напряжения

$$f_{ср} = f_0 - SE_y,$$

где S — крутизна управления частотой контура, Гц/В; E_y — управляющее напряжение, В.

Тогда фазовый сдвиг φ сигнала в усилителе с таким контуром и его выходная амплитуда U зависят от управляющего напряжения следующим образом (рис. 3.30):

$$\varphi(E_y) = \mathrm{arctg}(2SE_y / Qf_0);$$

$$U(E_y) = (1 + (SE_y / Qf_0)^2)^{1/2},$$

где Q — добротность контура (см. рис. 3.30).

Из приведенных графиков (см. рис. 3.30) следует, что в пределах вариаций фазового сдвига на ±30° амплитуда изменяется менее чем на ±8 %, а крутизна МХ фазового модулятора $S(E_y) = (180° / \pi)d\varphi(E_y) / dE_y$, не более чем на ±12° отличается от своего среднего значения $S(E_y) = (180° / \pi)S / Q$, °/В. Скорость изменения $E_y(t)$ должна быть настолько малой, чтобы полоса частот спектра управляющего напряжения не превышала половины полосы пропускания контура ($2f_0 / Q$).

Для увеличения максимальной девиации фазового сдвига включают каскадно несколько модуляторов такого типа. Если фазовый модулятор включен на входе умножителя частоты, то требуемая в модуляторе девиация фазы снижается пропорционально коэффициенту умножения частоты.

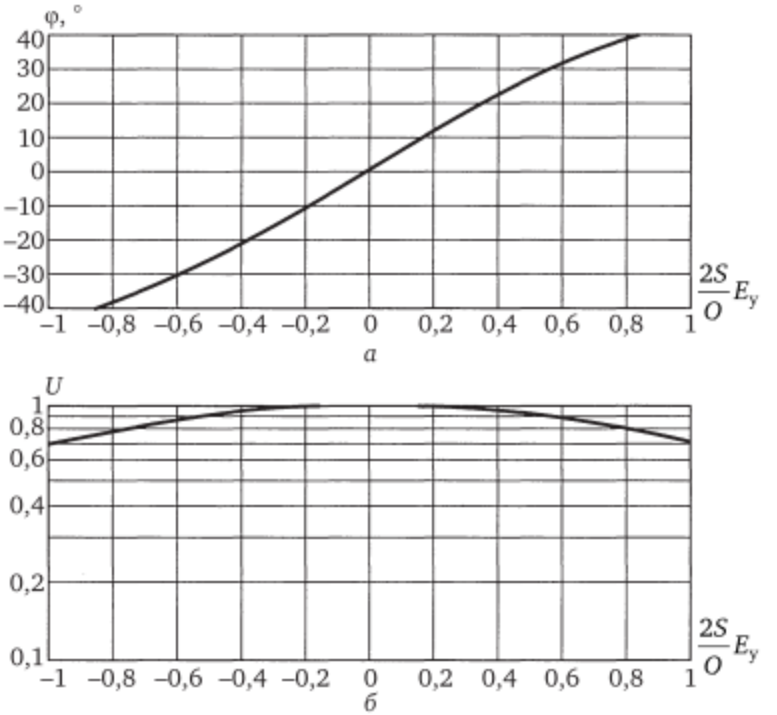

Рис. 3.30. **Графики зависимости фазового сдвига и амплитудного коэффициента передачи от управляющего напряжения для фазовращателя на одиночном резонансном контуре с варикапом:**
а — модуляционная характеристика; *б* — характеристика паразитной амплитудной модуляции

В низкочастотном диапазоне используют импульсно-фазовые схемы фазовых модуляторов. В диапазоне СВЧ находят применение фазовращательные лампы бегущей волны, которые позволяют изменять фазовый сдвиг с большой скоростью в пределах (4…6)2π. В гл. 6 рассмотрены некоторые практические схемы модуляторов фазы.

Для цифрового управления фазовым сдвигом гармонического сигнала или задержкой во времени сигнала несинусоидальной формы может быть использована управляемая линия задержки (УЛЗ), структурная схема которой показана на рис. 3.31. Согласованные на концах отрезки широкополосного коаксиального кабеля имеют длину L, L / 2, …, L / 2^m, где m — разрядность управляющего кода k_φ. Электронные ключи в зависимости от кода k_φ коммутируют суммарную длину УЛЗ и тем самым изменяют время задержки с дискретом

$$\Delta t = L\sqrt{\varepsilon} \,/\, 2^n c,$$

где c — скорость света ($c = 3 \cdot 10^8$ м/с); ε — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика в коммутируемых отрезках линии передачи.