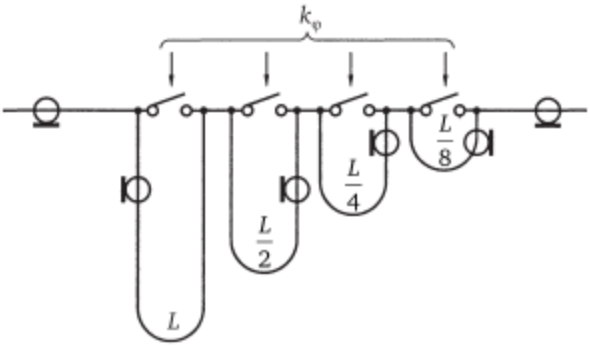


Рис. 3.31. **Структурная схема управляемой линии задержки**

Если УЛЗ используется как дискретный фазовращатель квазигармонического сигнала, а допустимое значение минимального шага по фазе составляет $\Delta\varphi_{доп}$, рад, то параметры линии задержки (см. рис. 3.31) должны быть связаны между собой соотношением

$$\Delta\varphi_{доп} = 2\pi f_0 L\sqrt{\varepsilon} / c \cdot 2^n,$$

где f_0 — несущая частота.

УЛЗ (см. рис. 3.31) выполняются на отрезках микрополосковых, коаксиальных, световодных или волноводных линий передачи.

Дополнительные фазовые шумы вблизи несущей частоты, создаваемые управляемым фазовращателем или УЛЗ, существенно зависят от его устройства и повышают уровень «белого» фазового шума при больших отстройках от несущей частоты.

3.8. Цифровые узлы синтезаторов и устройств формирования

Синтезаторы частот используют те или иные узлы с управлением кодом для выбора нужных значений кратности умножения или деления частоты, для формирования АЧХ или ФЧХ, для получения нужного вида характеристики импульсного или частотно-фазового дискриминатора. Четкой границы между импульсными и импульсно-цифровыми узлами и системами фазовой синхронизации нет. В цифровых узлах роль эталона времени играют сигналы опорной частоты тактирования $f_т$ для периодизации выборок или вычислительных процедур с квантованием по времени, а ординаты сигналов в контрольных точках имеют квантование по уровням. Известны примеры полностью цифровых систем фазовой синхронизации в синтезаторах частот и сигналов, в которых аналоговые или аналого-цифровые узлы (смесители, ГУН, фазовращатели, усилители постоянного тока, частотные фильтры и т. д.) заменены на функционально-эквивалентные операции над потоками кодов. При соответствующей параллельной организации вычислений такая система может работать в темпе реальных процессов радиоэлектрон-

ного средства. Цифровые устройства и преобразователи ЦАП и АЦП могут использовать узлы с жесткой логикой определенной разрядности или процессорную организацию программируемой логики, выполняемые на одном или нескольких кристаллах интегральных схем.

Применение цифровых узлов имеет следующие достоинства:

- снижаются уровни регулярных и случайных погрешностей, уменьшается чувствительность к внешним факторам, если выбрана нужная разрядность представления операций;
- повышается технологичность конструкции и повторяемость параметров изделий при серийном или массовом производстве, появляется возможность исполнения в виде микросборки или многослойного кристалла;
- значительно расширяется динамический диапазон изменения параметров формируемых сигналов в области низких частот и по ординатам;
- заметно возрастает порог по сложности выполняемых операций по сравнению с альтернативными аналоговыми техническими решениями.

Вместе с тем цифровые технические решения имеют следующие недостатки:

- время выполнения каждой вычислительной операции при ограничении на разрядность значительно увеличивается по сравнению с применением аналоговых узлов и в 10—1000 раз превышает период частоты тактирования $f_т$;
- появляются дополнительные каналы паразитного влияния дестабилизирующих факторов на частотах, превышающих половину частоты дискретизации;
- в выходном сигнале синтезатора возникают паразитные мешающие дискретные спектральные компоненты на частотах, кратных частоте дискретизации или отстоящих на такие значения от рабочей частоты.

Разработаны мероприятия, повышающие положительный эффект применения цифровых решений или снижающие вредные последствия от их использования. Результирующий технический эффект от них всегда представляет собой компромисс, в котором разработчик аппаратуры может и должен проявить себя как специалист высокого класса.

Контрольные вопросы

1. Какими техническими характеристиками и параметрами характеризуются управляемые по частоте генераторы?
2. Как связаны между собой пределы перестройки по частоте ГУН, характеристика ПАМ и ограничения на линейность МХ?
3. Для чего применяются варикапные матрицы в ГУН?
4. Какими мерами снижается чувствительность ГУН к изменению модуля и фазы сопротивления нагрузки?
5. Чем ограничена полоса пропускания ГУН по входу управления частотой?

6. Как сопоставить ГУН различных диапазонов частот по их шумовым свойствам?

7. Какими параметрами характеризуются усилители в составе синтезаторов частот?

8. Как изменяется выходная мощность умножителей и делителей частоты различного исполнения в зависимости от кратности?

9. Как выполняются и какими параметрами отличаются активные умножители частоты?

10. Как зависит коэффициент преобразования по мощности для смесителя от его конструкции, мощности опорного колебания, соотношения смешиваемых и выделяемых частот?

11. Чем различаются смесители с одинарной, двойной и тройной балансировкой, гармониковые, субгармониковые смесители и смесители с подавлением зеркального канала?

12. Какими свойствами отличаются фазовые детекторы на основе смесителей, схем выборки и запоминания, частотно-фазовые детекторы?

13. Сопоставьте технические параметры частотных фильтров, выполненных по различной технологии.

14. Какими параметрами характеризуются управляемые фазовращатели и линии задержки?

15. Сравните достоинства и недостатки аналоговых и импульсно-цифровых узлов синтезаторов сигналов аналогичного функционального назначения.

Глава 4
ЦИФРОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕНЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ

4.1. Принципы построения синтезаторов стабильных частот

Синтезатором стабильных частот (ССЧ) называют устройство, преобразующее периодическое колебание опорного источника $u_0(t)$. частота f_0 которого принимается за эталонную, в почти гармоническое колебание $u_{вых}(t)$ с частотой $f_{вых}$ при допустимых:

- погрешности установки среднего значения частоты $f_{вых}$;
- уровне мешающих дискретных и шумовых составляющих спектра;
- отклонениях формы выходного колебания от гармонической;
- нестабильностях параметров при действии дестабилизирующих факторов.

Для преодоления противоречия между высокой точностью установки частоты $f_{вых}$ и возможностью ее изменения при фиксированном значении частоты f_0 от ССЧ требуют формирования одной рабочей частоты $f_{вых}$ из сетки возможных частот. В этом случае возникает необходимость дополнительно установить закон расположения возможных рабочих частот в диапазоне работы ССЧ (например, равномерный с фиксированным шагом по частоте $\Delta_ш$ или логарифмический), количество дискретных частот в сетке, продолжительность перехода от одной фиксированной частоты к другой.

Различают одноопорные и многоопорные синтезаторы частот. Системы синтеза частот, работающие от одного опорного генератора, обеспечивают фазовую когерентность между каждым из выходных колебаний и колебаниями опорного генератора.

Под *когерентностью колебаний различающихся частот* понимается, что фазовый сдвиг между ними за вычетом линейно изменяющейся во времени компоненты из-за различия номинальных значений частоты не может неограниченно возрастать и имеет постоянное математическое ожидание. Многоопорные синтезаторы частот не обеспечивают когерентности в этом смысле из-за неопределенности разности фаз независимых генераторов опорных частот и неограниченного дрейфа их разности фаз. Далее рассмотрены именно одноопорные синтезаторы стабильных частот.

Разработаны классы синтезаторов сигналов, которые формируют колебания следующих видов:

1) гармоническое колебание с частотой, отличающейся фиксированным множителем от опорной (схема переноса стабильности частоты);

2) гармоническое колебание, частота которого может переключаться в пределах дискретного набора значений с сохранением когерентности по отношению к опорному колебанию (синтезатор сетки стабильных частот);

3) сигнал квазигармонической формы с определенным законом модуляции фазы или частоты при сохранении когерентности с опорным сигналом;

4) сигналы заданной негармонической формы со стабильной частотой повторения, когерентные с опорным колебанием;

5) сигналы сложной негармонической формы, в которых по заданному закону изменяются период, размах и форма с сохранением когерентности с опорным колебанием;

6) ансамбль одновременно формируемых когерентных колебаний, различающихся параметрами.

Наибольшее применение в радиоэлектронной аппаратуре находят одноопорные ССЧ, формирующие гармонические колебания со стабильной фазой, частота которых может принимать одно из множества значений, образующих равномерную сетку частот и переключаться с одного значения частоты на другое.

Пассивными называют ССЧ, не содержащие автогенераторов. В таких устройствах используются нелинейные преобразования сигналов, создающие сетку одновременно присутствующих колебаний ряда стабильных частот и цепи линейной частотной фильтрации, выделяющие колебания одной из таких частот.

Если применяются частотные фильтры на основе колец автоматической подстройки частоты или компенсационные схемы фильтрации с вычитанием частотных погрешностей автогенераторов с плавной перестройкой, то такие ССЧ называются *активными*.

Как в активных, так и в пассивных ССЧ могут использоваться узлы с цифровым управлением, поэтому такие ССЧ дополнительно называют *цифровыми*.

Ни одно из технических решений ССЧ не обладает абсолютным преимуществом перед остальными, поскольку сочетания требуемых параметров (диапазон частот, количество частот сетки, уровень собственных шумов, быстродействие, возможность реализации сложных законов управления, массогабаритные показатели и др.) настолько многообразны, что разработчику приходится комбинировать и сочетать варианты ССЧ.

При высоких требованиях к стабильности частоты повторения сигналов и к фазовому шуму выходного сигнала используют два способа их формирования.

Прямой цифровой синтезатор, называемый также цифровым вычислительным синтезатором, строится на основе накопителя кода фазы, преобразователя кодов и цифроаналогового преобразователя.

Такие ССЧ обеспечивают малые погрешности установки параметров, имеют широкие возможности по модуляции, небольшое время перехода от одной частоты к другой, но их выходные частоты ограничены быстродействием цифровых узлов.

Синтезаторы частот на основе фильтрации гармонического колебания одной частоты из сетки используют аналоговые или аналого-цифровые способы формирования колебаний одной частоты из набора возможных значений. Во многих случаях такие ССЧ основаны на применении системы фазовой автоматической подстройки частоты, с помощью которой выходные колебания управляемого напряжением генератора синхронизируются по опорному источнику при помощи кольца обратной связи. Ограничения по частоте для ССЧ с ФАПЧ намного слабее, чем для ЦВС, но настройка их системы авторегулирования сложнее.

Кроме указанных двух базовых типов синтезаторов гармонических колебаний для формирования колебаний стабильных частот используют устройства на поверхностных акустических волнах, на оптоэлектронных преобразователях, комбинации указанных типов и др.

Синтезаторы сетки стабильных частот характеризуются следующими основными параметрами:

1) граничные значения верхней и нижней выходных частот ($f_в$ и $f_н$), которые определяют относительный диапазон перестройки частоты: $k_f = f_в / f_н$;

2) количество частот сетки N и закон расположения их на частотной оси (равномерный, логарифмический, квадратичный и т. д.). Шаг сетки частот для равномерного по частоте закона определяется по формуле $\Delta f = (f_в - f_н) / N$;

3) СПМ фазового шума выходного сигнала вблизи несущей частоты $S_\varphi(F)$ в зависимости от отстройки F при различных значениях выходной частоты $f_{вых}$. Для упрощения вместо зависимости $S_\varphi(F)$ приводят относительное среднее квадратическое отклонение частоты от номинального значения за определенный отрезок времени (например, за 1 с);

4) длительность $\tau_{пер}$ переходного процесса по частоте и фазе после переключения на соседнюю частоту сетки;

5) мощность выходного сигнала $P_{вых}$ на стандартном сопротивлении активной нагрузки $R_н$, что позволяет найти амплитуду напряжения на нагрузке: $U_{вых} = \sqrt{2P_{вых}R_н}$;

6) погрешность отклонения формы сигнала от гармонической, которая характеризуется величиной свободного от ПСС динамического диапазона.

Кроме того, при разработке ССЧ необходимо учитывать ряд технико-экономических и технологических параметров: диапазон допустимых изменений питающих напряжений, температуры, влажности, атмосферного давления, уровня радиации; стойкость и чувствительность к ударам и вибрациям; вероятность отказов аппаратуры; возможность дистанционного управления; потребляемую мощность; ремонтопри-

годность; массогабаритные показатели; цену; возможность приобретения и т. д.

4.2. Структурная схема ЦВС

Простейший ЦВС представляет собой (рис. 4.1) последовательно включенные накопитель кода фазы (НКФ) (аккумулятор кода фазы), преобразователь кода (ПК) фазы k_φ в код ординаты k_s и цифроаналоговый преобразователь. Все цифровые узлы тактируются от опорного генератора (ОГ) с частотой $f_т$. На вход НКФ поступает код частоты k_f, а в регистр НКФ записан код начальной фазы $k_{\varphi 0}$. С каждым импульсом тактовой частоты в НКФ к текущему коду фазы прибавляется код частоты k_f, так что на выходе НКФ накапливается (рис. 4.2) код выходной фазы

$$k_\varphi(i) = k_{\varphi 0} + \sum_i k_f, \tag{4.1}$$

где i — текущий номер тактового импульса.

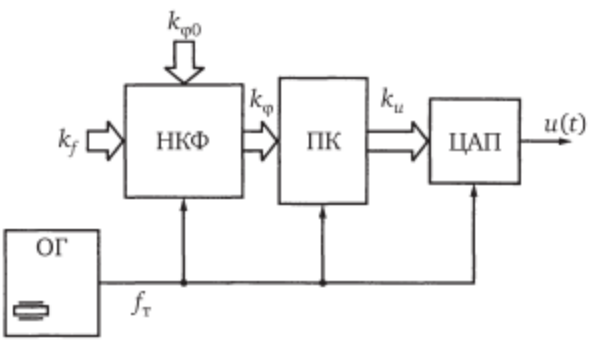


Рис. 4.1. **Базовая структурная схема ЦВС**

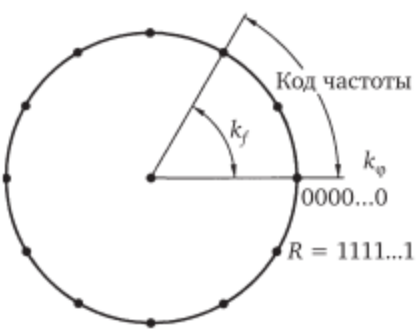


Рис. 4.2. **Схема накопления кода фазы в ЦВС**

Если N_φ — количество разрядов кода частоты, а $R = 2^{N_ц}$ — объем счетчика, то за один цикл накопления до переполнения в НКФ пройдет $M_0 = \text{ent}(2^{N_ц}/k_f)$ целых тактовых интервалов.

Форма выходного колебания на периоде записана в преобразователе ПК в виде зависимости кода ординаты k_s от кода фазы k_φ (рис. 4.3). Разрядность k_s обычно ниже, чем разрядность k_φ, так как требования к погрешностям установки фазы выходного колебания значительно выше, чем требования к амплитудному шуму дискретизации по ординатам. Если возникает необходимость формирования двух гармонических ортогональных колебаний одинаковой частоты, то часть разрядов ПК может соответствовать, например, функции $k_s(i) = \sin[k_\varphi(i)]$, а другая — функции $k_c(i) = \cos[k_\varphi(i)]$. Для второго банка преобразователя кодов используется еще один ЦАП.

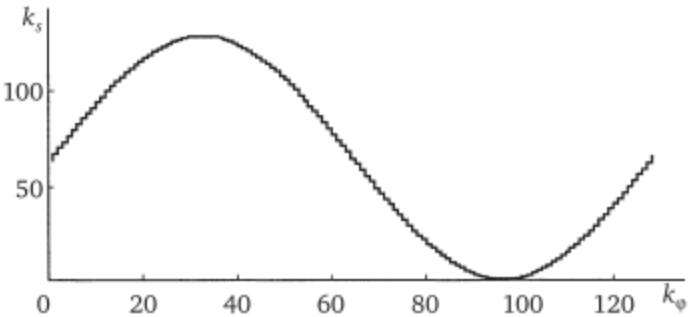


Рис. 4.3. **График преобразования кода фазы k_j в код ординаты k_s**

Выходное колебание ЦВС имеет ступенчатый характер и аппроксимирует с фиксированной погрешностью дискретизации по уровням и по времени нужную периодическую функцию времени. Фазовый шум, обусловленный квантованием фазы, определяется по формуле

$$D_\text{ф} = 20\lg\left(q_\text{ф} / \sqrt{12}\right),$$

где $q_\text{ф}$ — шаг квантования фазы.

Квантование по уровням в ПК создает амплитудный шум

$$D_\text{а} = 20\lg\left(1 / \sqrt{6\left(2^n - 1\right)}\right),$$

где n — количество выходных разрядов ПК, т. е. разрядность ЦАП.

В стандартных ЦВС используются выходные сигналы прямоугольной, треугольной, пилообразной или гармонической формы; заменой таблицы преобразователя кодов ПК можно создать синтезатор сигналов иной формы.

В схеме ЦВС (см. рис. 4.1) фактически отсутствуют частотнозависимые узлы, поэтому диапазон значений частоты выходного сигнала может быть чрезвычайно широким: минимальная частота $f_\text{min} = f_\text{т} / 2^{N_\varphi}$ формируется при $k_f = 1$, а максимальная приближается к половине частоты дискретизации: $f_\text{max} < f_\text{т} / 2$. Серийно выпускаются интегральные ЦВС с разрядностью фазы в НС от 32 до 48 при тактовой частоте до 300…1000 МГц. Таким образом, выходная частота ЦВС может быть установлена с относительной погрешностью до 10^{-14} в диапазоне

от сотых долей герца до сотен мегагерц при неизменной относительной погрешности формы сигнала $u(t)$ на периоде.

Средняя частота выходного сигнала ЦВС

$$f = f_{\text{т}} k_f / R \tag{4.2}$$

не превышает половины частоты тактирования $f_{\text{т}}$.

Форма выходного сигнала ЦВС с частотой (4.2) приближается к расчетной (например, к гармонической), если выходная частота значительно ниже, чем тактовая ($k_f << R$), а код частоты k_f в целое число раз меньше, чем объем счетчика R. В этом случае в конце каждого цикла заполнения НС нет остатка. Если k_f по величине сравнимо с R, то форма выходного колебания отличается от заданной гармонической. На рис. 4.4 приведены графики выходного сигнала ЦВС при значениях кода частоты, сравниваемых с объемом накопительного сумматора (белыми точками отмечены моменты выборок n, которые следуют через 1 нс). На рис. 4.4, *а*—*в* код частоты в целое число раз меньше объема счетчика, а на рис. 4.4, г отношение $k_f / R = 0{,}407$ является несократимой дробью.

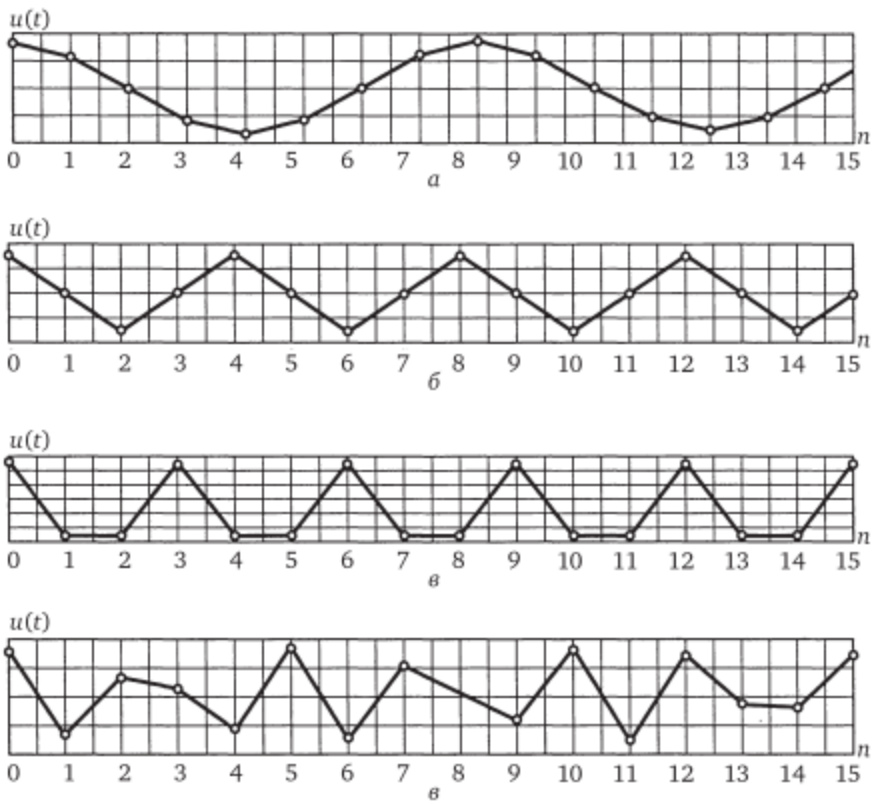


Рис. 4.4. **Графики выходного сигнала ЦВС при значениях кода частоты, сравнимых с объемом накопительного сумматора (точками отмечены моменты выборок в ПК):**

а — 125 : 1000; *б* — 250 : 1000; *в* — 333 : 1000; *г* — 407 : 1000; *n* — номер отсчета; $u(t)$ — выходное напряжение ЦВС

Период такого колебания определяется наименьшим общим кратным чисел k_f и R (для сигнала, представленного на рис. 4.4, *г*, он составляет 407 000 интервалов тактирования. Таким образом, выходной сигнал ЦВС всегда будет периодическим, если время наблюдения достаточно велико.

При рассмотрении вариантов формы выходного сигнала ЦВС на рис. 4.4 при значениях рабочей частоты, сравнимых с $f_т$ / 2, надо иметь в виду, что на этих графиках соседние отсчеты, обозначенные белыми точками, условно соединены между собой полигональной линией.

На выходе реального ЦВС кроме эквивалентной схемы ЦАП с запоминанием уровня предшествующего отсчета включают фильтр нижних частот с частотой среза, близкой к половине частоты дискретизации. Такой фильтр может быть реализован явно включенными сосредоточенными реактивными компонентами или может отражать ограниченность полосы пропускания выходной цепи ЦВС. В результате этого форма выходного колебания ЦВС приближается к гармонической.

На рис. 4.5, *а* представлен вид вычисленной на модели осциллограммы сигнала на выходе ЦВС, синтезирующего частоту 333,(3) МГц при тактовой частоте 1000 МГц, а на рис. 4.5, *б* — на выходе ФНЧ типа Чебышева 6-го порядка с неравномерностью АЧХ 0,01 дБ при частоте среза 350 МГц. Форма сигнала на выходе ФНЧ заметно ближе к гармонической. Технические погрешности реализации ЦАП могут приводить к дополнительным искажениям выходного сигнала в виде выбросов напряжения («глитчей») в моменты перехода на новый отсчет.

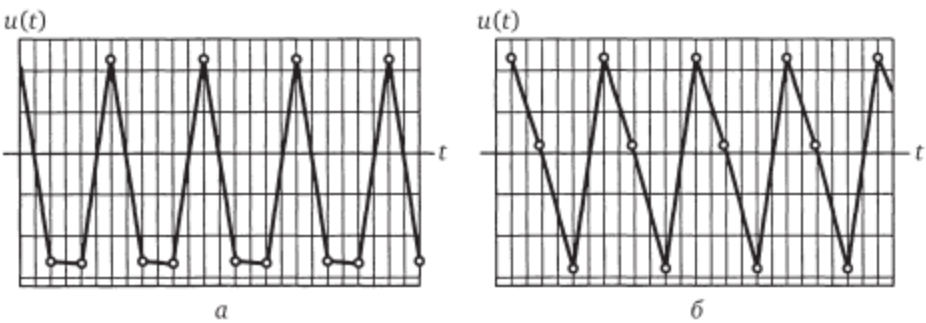


Рис. 4.5. **Осциллограммы сигнала с частотой 333,(3) МГц при тактовой частоте 1000 МГц на выходе ЦВС (*а*) и на выходе ФНЧ типа Чебышева 6-го порядка с неравномерностью АЧХ 0,01 дБ при частоте среза 350 МГц (*б*)**

Степень близости формы выходного сигнала ЦВС к гармонической принято оценивать по ширине спектральной линии для большого отрезка реализации сигнала. Наличие остатка от деления R на k_f приводит к погрешностям, которые искажают форму выходного сигнала ЦВС, а в спектре создают паразитные спектральные составляющие. Для корректной оценки ухудшения качества выходного сигнала ЦВС из-за ПСС дробности используют в качестве параметра величину свободного от искажений динамического диапазона (*SFDR — Spurious-Free*

Dynamic Range), т. е. превышение СПМ основной спектральной линии над СПМ наибольшей дискретной ПСС. На рис. 4.6, *а* показаны спектрограммы выходного сигнала ЦВС на микросхеме *AD*9834 при тактовой частоте 50 МГц.

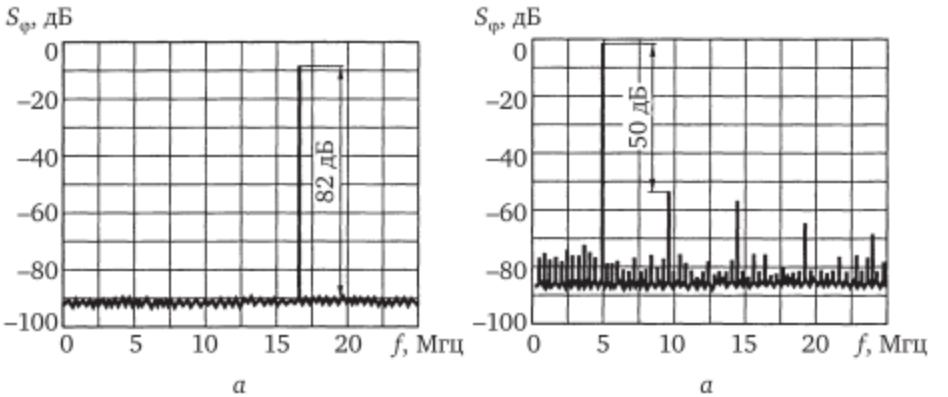


Рис. 4.6. **Спектрограммы выходного сигнала ЦВС на микросхеме *AD*9834 с тактовой частотой 50 МГц:**
а — для $f_т / f_{вых} = 3$; *б* — для $f_Т / f_{ВЫХ} = 10{,}4166\ldots$

Хотя частота выходного сигнала в первом случае более чем в 3 раза выше, чем во втором, его динамический диапазон составляет 82 дБ. В то же время для сигнала с частотой 4,8 МГц он снижается до 50 дБ. Причина такого противоречия в том, что для получения выходной частоты 4,8 МГц при тактировании с частотой 50 МГц установлен код частоты, не кратный объему накопительного сумматора.

4.3. Функциональные возможности ЦВС

Применение на выходе ЦВС двух преобразователей ПК и двух ЦАП с парой инверсных квадратурных выходных сигналов в каждом из них дает возможность на любой выходной частоте формировать ансамбль квадратурных сигналов одинаковых амплитуд, сдвинутых по фазе на 0, 90, 180 и 270°. Такие ансамбли сигналов позволяют производить преобразование частоты с подавлением зеркального канала без полосовых фильтров, строить балансные модуляторы сигналов с одной боковой полосой, с малыми погрешностями формировать сигналы с квадратурной фазовой манипуляцией ФМ-4 и т. д.

Повышение тактовой частоты интегральных ЦВС при высоких требованиях к ее стабильности привело к введению в состав кристалла ЦВС электронных компонентов формирования опорного сигнала: буферного автогенератора с подключаемым внешним кварцевым резонатором на частоту 1…50 МГц; программируемого умножителя частоты с ФАПЧ в 4—20 раз, выходной сигнал которого используется как тактовый. Таким образом, проблема создания стабильного такто-

вого сигнала с более высокой частотой, чем выделяемая, решается внутри кристалла ЦВС.

Уникальные возможности предоставляют ЦВС в отношении установки частоты выходного сигнала: соотношение максимальной и минимальной выходных частот достигает 10—12 декад; число дискретов частоты всего в 2 раза ниже, чем объем накопительного сумматора R; шаг по частоте в R раз меньше, чем тактовая частота. При этом относительная погрешность формы и амплитуды сигнала не изменяются по диапазону, поскольку определяются разрядностью представления формы сигнала в преобразователе ПК и свойствами ЦАП. Для поддержания постоянства формы выходного сигнала при изменении выходной частоты на много порядков в состав кристалла ЦВС вводят корректирующий цифровой фильтр с коэффициентом передачи $(\sin x / x)^{-1}$.

Для получения возможности автоматической перестройки частоты по линейному во времени закону в ЦВС вводят (рис. 4.7) дополнительный накопитель кода частоты (НКЧ), входной код k_β которого определяет скорость ЛЧМ, а выходной код является кодом частоты k_f для основного накопителя кода фазы. В таком ЦВС код фазы изменяется с ростом номера такта уже не по формуле (4.1), а по следующей формуле:

$$k_\varphi(i) = k_{\varphi 0} + \sum_i \left(k_{f0} + \sum_i k_\beta \right), \tag{4.3}$$

где k_{f0} — код начальной частоты.

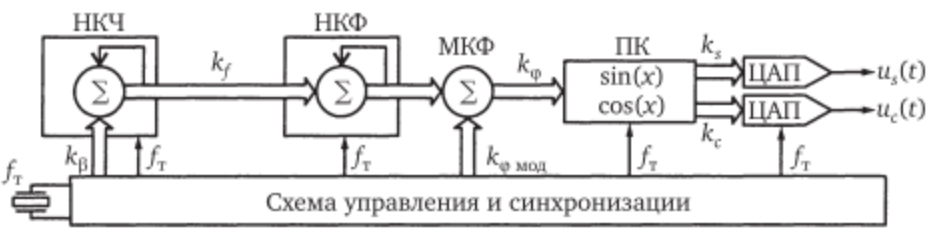


Рис. 4.7. **Базовая схема ЦВС со средствами формирования сигналов с манипуляцией фазы или модуляцией частоты по линейному закону**

В результате код фазы изменяется с ростом номера i по квадратичному (ступенчатому с учетом дискретизации) закону, а частота выходного сигнала ЦВС меняется по закону ЛЧМ.

Для перестройки частоты по нелинейному во времени закону в ЦВС вводят один или несколько выбираемых табличных преобразователей исходных кодов перестройки, создающих желаемый нелинейный закон для качания (сканирования) частоты.

Формирование сигналов с фазовой манипуляцией (ФМн) в рамках ЦВС производится благодаря введению (рис. 4.8) цифрового модулятора кода фазы (МКФ) в виде сумматора кода с выхода НКФ и кода фазы $k_{\varphi мод}$. Изменение кода $k_{\varphi мод}$ уже на следующем дискрете счета приводит к изменению фазы выходного сигнала.

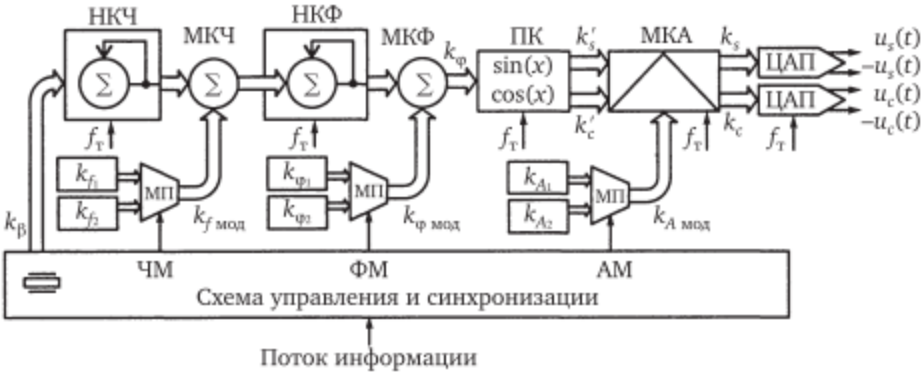


Рис. 4.8. **Схема ЦВС со средствами формирования ансамбля из четырех квадратурных сигналов и высокоскоростной манипуляции частоты, фазы и (или) амплитуды**

Для повышения скорости передачи данных при манипуляции частоты, фазы и (или) амплитуды сигналов в состав ЦВС вводят (см. рис. 4.8) модулятор кода частоты (МКЧ), модулятор кода фазы и модулятор кода амплитуды, цифровые входы которых соединены через мультиплексоры (МП) с регистрами, в которых записаны коды дискретных значений частоты, фазы или амплитуды. Информационный поток данных переключает нужные мультиплексоры.

Модулятор кода амплитуды (МКА) представляет собой аппаратный перемножитель кода ординаты на код выходной амплитуды. Этот же узел используется для статической установки нужной амплитуды выходного сигнала или стабилизации амплитуды выходного сигнала всего устройства формирования сигналов при использовании системы автоматической регулировки уровня мощности.

В период бурного развития систем мобильной связи выявлены значительные достоинства использования манипулированных по частоте сигналов с непрерывной фазой, манипуляции минимальным сдвигом частоты и сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМ). Сигналы с такими видами модуляции легко формируются за счет быстрого переключения кодов в структуре ЦВС (см. рис. 4.8).

Продолжительность перехода на новую фазу, частоту или амплитуду в ЦВС после изменения кода минимальна, т. е. составляет несколько тактовых интервалов.

Сглаживание скачка частоты при ЧМн и МЧМ производится подключением на фронте частотной манипуляции режима перестройки частоты по линейному во времени закону.

4.4. Методы снижения погрешностей и повышения рабочей частоты

В большинстве ЦВС используется достаточно высокая (10…14) разрядность ЦАП, что обеспечивает уровень высших гармоник в выходном сигнале не более –20…–15 дБ. При этом снижается также уровень дис-

кретных компонент спектра вблизи несущей, появляющихся в случае дробности числа, $M = R / k_f$.

В ЦВС мешающие дискретные ПСС в рабочей полосе частот возникают в результате помех дискретизации фазы по времени и по уровням, из-за дробности заполнения НКФ, из-за дискретизации выходного мгновенного значения по уровням в ПК и ЦАП, а также из-за паразитных явлений в цифроаналоговых преобразователях ЦАП при неидентичности параметров разрядов.

Разработаны многочисленные способы коррекции мешающего действия такого рода явлений:

1) специальный выбор шага дискретизации по уровням;

2) индивидуальная калибровка и выравнивание уровней срабатывания ключей в ЦАП и качества переходных процессов;

3) использование двух или трех ступеней выборок из выходного сигнала ЦАП, исключающих влияние начального процесса после переключения;

4) использование двухмодульных делителей частоты $N / (N + 1)$ в составе схемы формирования опорного колебания для улучшения соотношения между выходной и тактовой частотами при некоторых неблагоприятных соотношениях указанных частот;

5) введение в младший разряд ЦАП псевдослучайной последовательности для расширения спектра ПСС;

6) увеличение периода повторения ошибок дробности использованием более длинной псевдослучайной последовательности;

7) стохастизация (рандомизация) выходных сигналов ЦВС и др.

Способы 1—4 снижают величину погрешностей дискретизации, а способы 5—7 приводят к тому, что спектральная плотность мощности сосредоточенных по частоте ПСС распределяется более равномерно, приближаясь к уровню шумовых составляющих.

Основные ограничения на использование ЦВС связаны с быстродействием цифровых и цифроаналоговых узлов. Повышения выходной частоты при той же технологической базе можно добиться, заменив в базовой схеме (см. рис. 4.1) преобразователи ПК и ЦАП на полосно-пропускающий фильтр, на вход которого подается двухуровневый сигнал с триггерного делителя частоты (ДЧ).

На рис. 4.9 представлена структурная схема двухуровневого ЦВС на основе накопительного сумматора и полосового фильтра. Она функционирует следующим образом. Опорный генератор формирует импульсы $e_0(t)$ тактирования счета в НКФ, которые следуют с частотой f_0. График изменения во времени кода на выходе НКФ показан на рис. 4.10, *а*, а импульсов $e_п(t)$ переполнения НКФ — на рис. 4.10, *б*. Сигнал делителя частоты $e_д(t)$ на выходе триггера $\div 2$ имеет прямоугольную форму меандра (рис. 4.10, *в*) с частотой $f = f_0 / 2[\text{ent}(R / k_f) + 1]$. Полосовой фильтр (ПФ) выделяет из такого колебания гармоническую составляющую $u(t)$. На рис. 4.10, *г* представлен график изменения во времени гармонического выходного сигнала.

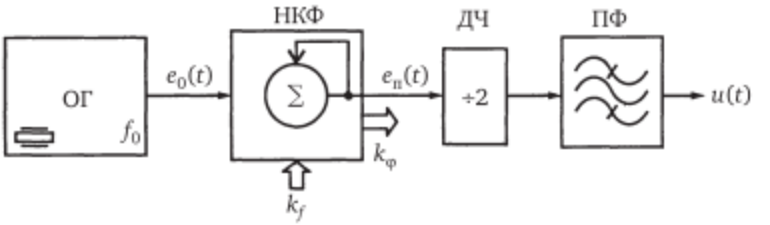


Рис. 4.9. **Структурная схема двухуровневого ЦВС с полосовым фильтром на выходе**

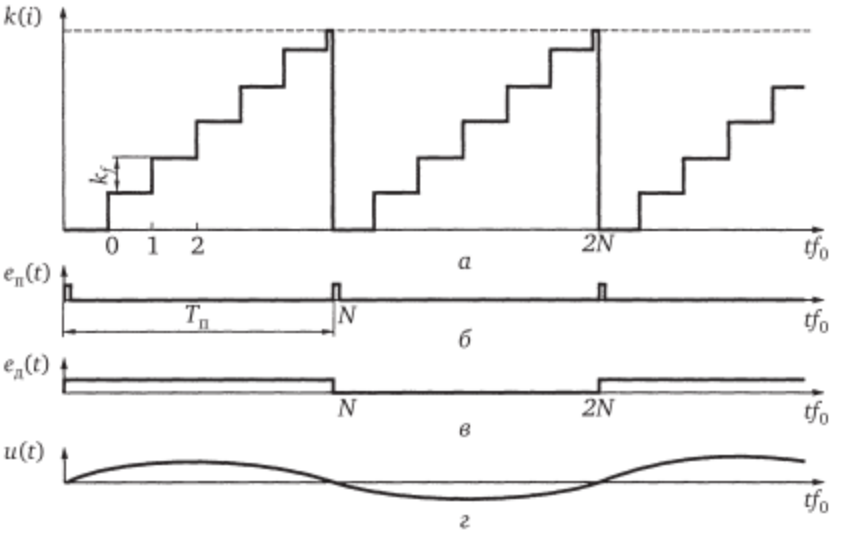


Рис. 4.10. **График изменения во времени кода на выходе НКФ (*а*), импульсов переполнения НКФ (*б*), сигнала делителя частоты (*в*) и гармонического выходного сигнала (*г*) для ЦВС по схеме, представленной на рис. 4.8**

Повышение быстродействия в схеме, представленной на рис. 4.9, достигнуто за счет исключения нескольких цифровых узлов и ЦАП, что позволило поднять тактовую частоту. Кроме того, можно дополнительно повысить частоту выходного колебания в 3, 5 или 7 раз, если настроить ПФ вместо первой на высшую нечетную гармонику частоты повторения переполнений НКФ. Амплитудно-частотная характеристика фильтра ПФ должна быть равномерной в диапазоне выходных частот ССЧ от $f_н$ до $f_в$. Для того чтобы уровень высших гармоник по всему диапазону перестройки ССЧ не превышал допустимого, надо ограничивать ширину этого диапазона так, чтобы в полосу пропускания ПФ не попадали компоненты более высоких гармоник. Так, если в ПФ выделяется первая гармоника сигнала $e_д(t)$, то необходимо выполнить неравенство $f_в < 3f_н$.

По существу НКФ (см. рис. 4.9) производит деление частоты ОГ в число раз, равное отношению $M = R / k_f$. Поэтому вместо сложного цифрового узла НКФ здесь может быть использован счетчиковый дели-

тель частоты ДПКД с программируемым коэффициентом M деления, а вместо импульса переполнения на вход ПФ будет поступать выходной двухуровневый сигнал ДПКД. Изменение значения M будет приводить к установке нужного значения выходной частоты в виде

$$f = (m / M)f_0, \tag{4.4}$$

где m — номер гармоники, выделяемой в ПФ.

Шаг сетки частот, получающейся при помощи схемы с ДПКД, неравномерный.

Для уменьшения погрешности установки выходной частоты иногда используют в качестве ДПКД так называемый двухмодульный делитель частоты. В таком ДПКД кроме цифрового входа установки коэффициента деления частоты M предусмотрен вход для разряда, увеличивающего установленный код на единицу до $M + 1$. Соответствующая схема управления переключает значения коэффициента деления ДПКД так, чтобы за время наблюдения в среднем частота имела нужное значение между дискретами, которые определяются базовым соотношением (4.4). Меры по коррекции регулярных фазовых погрешностей, возникающих в такой схеме из-за неравномерного во времени следования выходных импульсов двухмодульного ДПКД, описаны в параграфе 5.5.

Если в двухуровневом СЧ с выходным полосовым фильтром использованы два накопительных сумматора (как в схемах, представленных на рис. 4.8 и 4.9), то в соответствии с (4.3) импульсы переполнения НКФ образуют двухуровневый ЛЧМ сигнал, девиация частоты которого определяется кодом крутизны k_β. Спектр такого колебания имеет несколько частотных полос, основная из которых расположена вблизи средней частоты сигнала f_0 и имеет ширину порядка девиации частоты W. Выходной ЛЧМ сигнал синтезатора имеет гармоническую форму с частотой, изменяющейся от $f_н$ до $f_в$ по закону $f(t) = f_0 + Wt / T$. Другие частотные полосы спектра соответствуют нечетным гармоникам двухуровневого ЛЧМ сигнала. Они расположены вблизи частот $3f_0$, $5f_0$, …; имеют ширину соответственно $3W$, $5W$, …. Если ПФ настроить на выделение второй спектральной полосы, то на выходе формируется ЛЧМ сигнал гармонической формы с увеличенной в 3 раза девиацией частоты от $3f_н$ до $3f_в$. Если параметры ЛЧМ сигнала выбраны так, что спектры нечетных гармоник не перекрываются, то можно сформировать выходной ЛЧМ сигнал гармонической формы с частотами и девиацией, увеличенными в 3, в 5 или 7 раз (см. гл. 6, рис. 6.5).

В схеме, представленной на рис. 4.11, вместо НКФ включен ДПКД, коэффициент деления которого формируется счетчиком числа выходных импульсов. Интервал времени до каждого следующего выходного импульса с номером n увеличивается (или уменьшается) на одинаковое число периодов тактового сигнала $1 / f_0$. Это означает, что в такой схеме формируется сигнал с линейной модуляцией периода, который используется в некоторых измерительных задачах. Если ПФ в этой схеме настроить на третью ($m = 3$) или пятую ($m = 5$) гармонику двухуровне-

вого сигнала ДПКД, то рабочие частоты f_n выходного гармонического сигнала и девиация периода (частоты) изменятся в такое же число раз. Недостатками ЦВС, выполненных по схемам, представленным на рис. 4.10 и 4.11, являются: необходимость использования аналогового ПФ с высокой равномерностью его амплитудно-частотной характеристики в полосе выходных сигналов; невозможность значительной перестройки выходной частоты из-за фиксированной настройки ПФ.

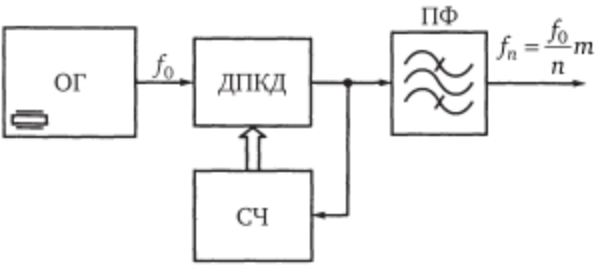


Рис. 4.11. **Схема цифрового синтезатора, формирующего гармонический сигнал с линейной модуляцией периода**

Модуляция частоты по экспоненциальному во времени закону используется для отображения частотных характеристик цепей в логарифмическом по частоте масштабе при панорамных измерениях. Для формирования таких сигналов целесообразно использовать цифровой синтезатор сигналов с модуляцией частоты по экспоненциальному во времени закону, который представлен на рис. 4.12. Он функционирует следующим образом.

Счетчик получает на счетный вход импульсы $\delta(t)$ переполнения накопительного сумматора кода фазы НКФ. Максимальное число M, которое можно записать в НКФ, определяется его разрядностью: $M = 2^m$. Выходной код i асинхронного счетчика (НКФ) поступает в накопительный сумматор с разрядностью n, которая определяет объем счета в нем: $R = 2^n$. Разрядность НКФ превышает разрядность НКФ ($n > m$), поэтому $R >> M$. Текущий выходной код k_φ сумматора НКФ поступает на блок преобразования кода фазы в код ординаты в виде

$$k_u = k_{u0} + S\sin Ak_\varphi,$$

где A — постоянный множитель.

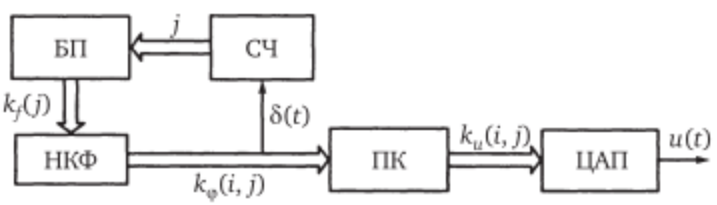


Рис. 4.12. **Цифровой синтезатор сигналов с модуляцией частоты по экспоненциальному во времени закону**

На выходе ЦАП с разрядностью n_u формируется выходное ступенчатое напряжение $U(t)$, аппроксимирующее высокочастотный квазигармонический сигнал синтезатора ЦВС.

Допустим, что БП отсутствует, т. е. $k_f(j) = j$.

На начальном цикле формирования выходного сигнала до переполнения код на выходе НКФ фиксирован ($j = 1$) и текущий выходной код k_φ увеличивается на $\Delta\Psi$ за каждый тактовый интервал $t_т$, так что

$$k_\varphi(i + 1, j) - k_\varphi(i, j) = \Delta\Psi[k_\varphi(i, j)]. \qquad (4.5)$$

Выражение (4.5) соответствует рекуррентному уравнению относительно номера j, которое определяет экспоненциальную последовательность $k_\varphi(i, j) = \exp[\Delta ij]$. На каждом последующем цикле $j = = j + 1$ экспоненциальный характер закона изменения фазы и частоты повторения сигнала сохраняется в виде (4.5) при замене i на j. Поэтому форма выходного сигнала на каждом цикле формирования без учета дискретизации по уровням и по фазе гармоническая, а от цикла к циклу изменяется по экспоненциальному закону

$$f(j) = f_0 + \Delta\exp(\beta j),$$

где Δ и β — постоянные коэффициенты.

Разрядность m счетчика НКФ определяет погрешность текущей фазы выходного сигнала; объем счета в НКФ определяет число периодов несущего колебания за время повторения модуляции частоты выходного сигнала; разрядность выходного кода ПК и ЦАП определяет погрешность отклонения ординаты от желаемого гармонического закона.

Для переноса синтезированного в ЦВС сигнала в диапазон сверхвысоких частот может быть использована схема ЦВС с когерентным преобразованием частоты вверх, представленная на рис. 4.13. На вход НКФ поступают колебания тактовой частоты $f_т$ от генератора опорной несущей частоты, поделенные по частоте на n в делителе :n. Частота повторения выходного сигнала $F = (k_f / R)f_т / n$. Выходные коды ПЗУ k_s и k_c связаны соотношением $k_s^2 + k_c^2 = \text{const}$ и формируют квадратурные отсчеты. После преобразования этих кодов в аналоговую форму они поступают на первые входы балансных перемножителей. На их вторые входы поступают аналоговые несущие колебания от ОГ, сдвинутые относительно друг друга на 90°. После выделения на выходах перемножителей верхней боковой полосы и суммирования их выходных колебаний в блоке сумматора напряжений (Сум) формируется СВЧ гармонический сигнал с частотой

$$f_{вых} = f_т + (k_f / R)f_т / n.$$

Как указывалось в параграфе 3.4, если в преобразователях частоты использовать одинаковые опорные сигналы со сдвигами фазы 0, 90, 180 и 270° и балансные схемы, то при правильном чередовании фаз сигналов возникает эффект однополосной модуляции и отпадает необ-

ходимость в полосовой фильтрации. Если с помощью дополнительной схемы управления коммутировать последовательность чередования фаз в преобразователях частот, то девиация частоты выходного сигнала $u(t)$ на высокой несущей частоте в этой схеме может быть вдвое больше, чем на выходах ЦАП.

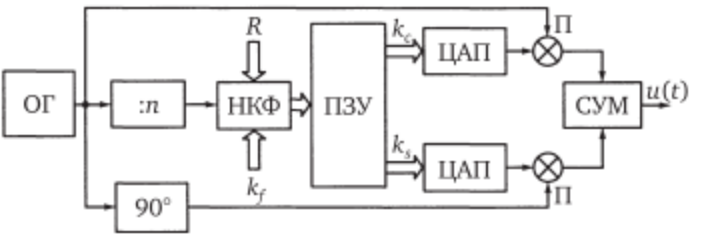


Рис. 4.13. **Структурная схема ЦВС с когерентным преобразованием частоты вверх**

4.5. Интегральные ЦВС

В настоящее время на рынке электронных компонентов имеется ряд моделей ЦВС, выполненных в виде микросборок или интегральных микросхем. Основное ограничение по верхней рабочей частоте и по быстродействию в модуляционных режимах связано с частотой тактирования, которая должна не менее чем в 2 раза превышать рабочую частоту. В свою очередь, предельная частота тактирования определяется достигнутым производителем уровнем микроминиатюризации, технологией проектирования и изготовления интегральной микросхемы. В результате острой конкуренции на рынке высоких технологий остались лишь несколько ведущих мировых фирм. Номенклатура моделей ЦВС различается главным образом числом вариантов функционального назначения и предельным значением тактовой частоты.

В диапазоне выходных частот менее 400 МГц лучшими свойствами по совокупности характеристик обладают интегральные ЦВС, выполненные на многослойных кристаллах по схеме, представленной на рис. 4.6, с тактовой частотой до 300…1000 МГц.

На рис. 4.14 приведена структурная схема ЦВС на интегральной микросхеме *AD*9854 фирмы *Analog Devices*, близкая по организации к схеме, представленной на рис. 4.8. В ней между преобразователем кода фазы в код амплитуды и выходным ЦАП включен цифровой фильтр *inv sinc*, который имеет частотную характеристику, обратную функции $(\sin x) / x$, для корректного преобразования последовательности дискретных отсчетов в ступенчатый выходной сигнал в сверхшироком диапазоне выходных частот. Можно отметить необычайно высокую разрядность ($N_\varphi = 48$) аккумулятора кода фазы. Для ЦВС на микросхеме *AD*9854 допустимая частота тактирования составляет 300 МГц, а в микросхеме *AD*9858 она повышена до 1000 МГц.

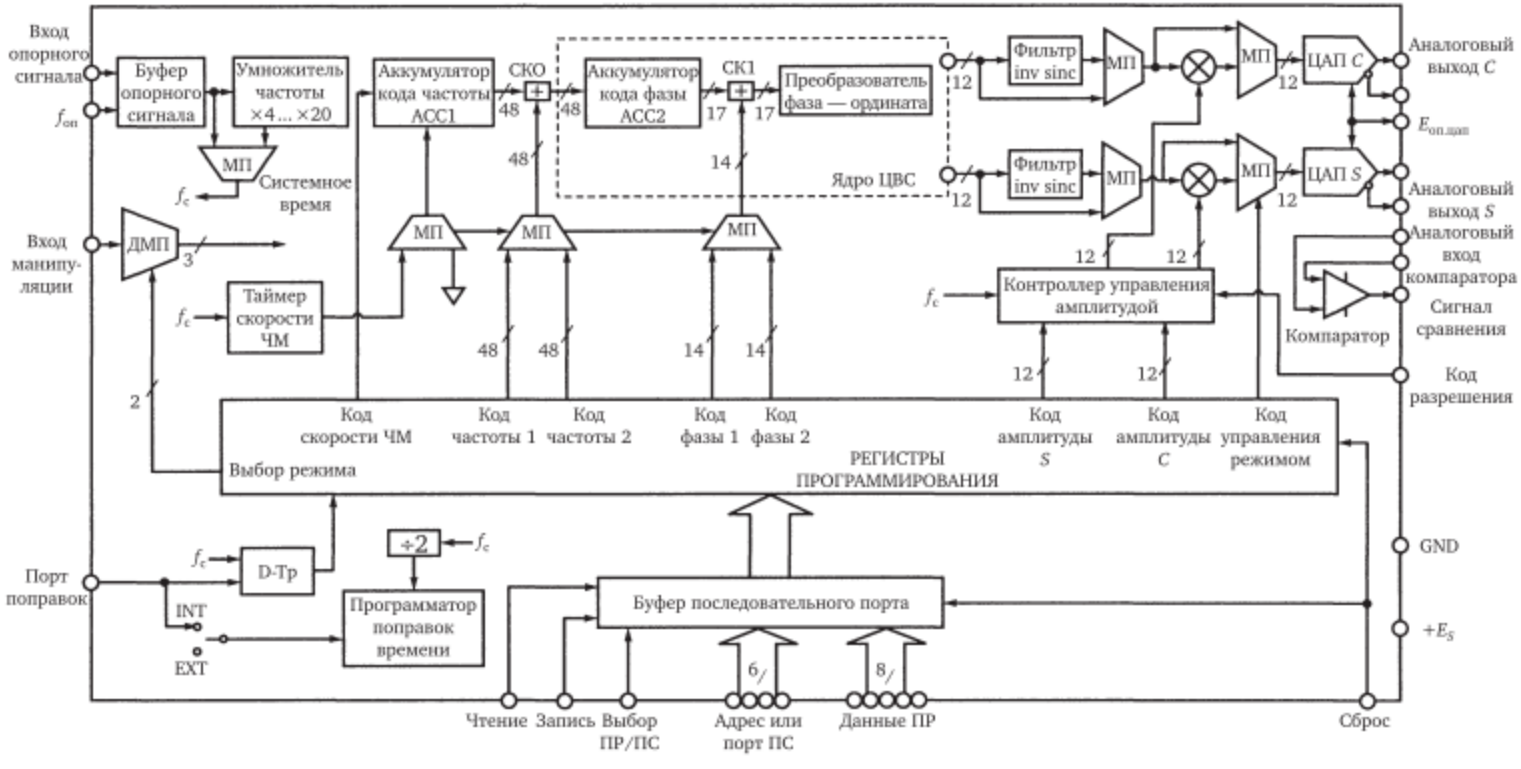


Рис. 4.14. **Структурная схема ЦВС на интегральной микросхеме *AD*9854 фирмы Analog *Devices*:**
ПР — параллельный интерфейс; ПС — последовательный интерфейс

Частота выходного сигнала имеющихся на мировом рынке интегральных ЦВС задается вводом фиксированного кода частоты k_f или автоматически перестраивается по линейному во времени закону от минимальной до наибольшей рабочей частоты при сохранении формы выходного колебания. Продолжительность процесса перестройки на новую частоту определяется только временем установки нового кода k_f и поэтому зависит от организации записи и пересылки кодов. В большинстве интегральных ЦВС предусмотрены режимы формирования сигналов с манипуляцией частоты или фазы при стабильной несущей частоте. В некоторых моделях на входе ЦАП предусмотрен цифровой аппаратный перемножитель кодов выходных отсчетов на код амплитуды для формирования сигналов с одновременной манипуляцией фазы и амплитуды или для коррекции мощности передатчика системы связи в зависимости от отношения сигнал/шум в месте приема, передаваемого по обратному каналу связи. Код корректирующего фазового сдвига $k_{\varphi мод}$ позволяет цифровым способом формировать сигнал с непрерывной фазой при переключении частоты. Спектральные характеристики фазового шума интегральных ЦВС $S_\varphi(F)$ определяются, главным образом, свойствами источника опорного сигнала и качеством ЦАП.

Стабильность частоты выходного сигнала интегрального ЦВС определяется фазовыми шумами и частотным дрейфом источника опорной тактовой частоты, погрешностями вида «дрожание фазы» цифровых вычислительных узлов и выходным шумом ЦАП. Измеренная величина фазовых шумов ЦВС вблизи несущей должна рассматриваться как совокупность данных о выходной частоте ЦВС по сравнению с частотой тактирования, о фазовом шуме источника тактирования и о шумовых свойствах анализатора фазовых нестабильностей. На рис. 4.15 показан спектр нестабильности фазы выходного сигнала ЦВС на микросхеме *STEL*-2375*B* вблизи несущей частоты 325 МГц.

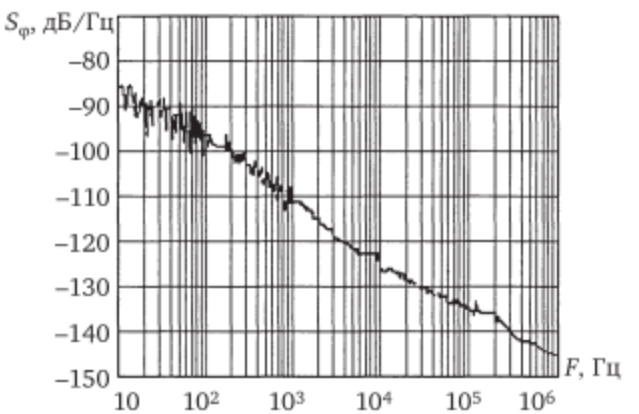


Рис. 4.15. **Спектр нестабильности фазы выходного сигнала ЦВС на микросхеме *STEL*-2375B вблизи несущей частоты 325 МГц (тактовая частота 800 МГц, измерения проведены анализатором HP 8665A):**
$f_{вых}$ = 325 МГц; 25°С; HP 8665A; $f_т$ = 800 МГц

Контрольные вопросы

1. Перечислите основные технические требования к синтезаторам стабильных частот.
2. Для чего в ЦВС используется преобразователь кодов?
3. Как выбирается разрядность кодов фазы и ординат в ЦВС?
4. Какие погрешности выходного сигнала ЦВС возникают, когда объем накопительного сумматора не кратен коду частоты?
5. За счет чего в ЦВС возможно формирование сигналов с фазовой манипуляцией, частотной манипуляций без разрыва фазы, модуляцией частоты по линейному закону?
6. Какие меры предпринимаются в ЦВС для повышения рабочей частоты, уменьшения погрешностей и увеличения скорости модуляции?
7. За счет каких технических решений возможно формирование в ЦВС сигналов с модуляцией частоты или периода колебаний?
8. Чем определяется уровень собственного фазового шума ЦВС вблизи несущей частоты?

Глава 5
СИНТЕЗАТОРЫ СТАБИЛЬНЫХ ЧАСТОТ С СИСТЕМОЙ ФАПЧ

5.1. Синтезаторы стабильных частот на основе фильтрации составляющих

Сигналы почти гармонической формы с нужными значениями частоты при высоких требованиях к погрешности ее номинала и к фазовой стабильности необходимы в большинстве радиотехнических систем. Однако стремление к управляемости значением текущей частоты повышает уровень погрешностей по частоте и фазе. В устройствах типа ЦВС, рассмотренных в гл. 4, это противоречие разрешается тем, что используется высокостабильный источник тактовой частоты и цифровая организация формирования гармонического сигнала с необходимой разрядностью по времени и ординатам. Такие синтезаторы имеют заметные ограничения по наибольшей несущей частоте и скорости ее изменения, связанные с необходимостью последовательного выполнения ряда цифровых операций. Создание быстродействующих синтезаторов сигналов диапазона сверхвысоких частот возможно лишь с использованием аналоговых генераторов гармонических колебаний, аналоговых схем частотной фильтрации и цифровых средств переключения установившихся значений частот из дискретной сетки.

Аналого-цифровые технические решения также сталкиваются с трудностями преодоления противоречий между стабильностью и управляемостью, между шириной диапазона изменения частоты и величиной погрешностей реализации желаемых динамических свойств, между величиной шага по частоте и длительностью процесса перехода с одной частоты сетки на другую. Для достижения компромиссных решений разработаны варианты синтезаторов стабильных частот, использующие выделение нужной частотной составляющей из спектра одновременно существующих спектральных компонент. Однако в пассивных частотных фильтрах снижение уровня подавления близко расположенных к выделяемой мешающих спектральных компонентов ограничивает возможности использования малого шага дискретных частот.

Один из наиболее эффективных путей преодоления указанного противоречия состоит в использовании системы фазовой автоматической подстройки частоты управляемого генератора, в которой для

улучшения фильтрации мешающих компонентов на радиочастотах используется фильтр нижних частот. В синтезаторах частот с ФАПЧ стабильность фазы выходного колебания определяется свойствами эталонного опорного колебания, а возможность изменения среднего значения выходной частоты обеспечивается использованием управляемых цифровых делителей частоты либо в кольце обратной связи, либо в цепи формирования частоты опорного сигнала. Это позволяет за счет мелкого шага сетки обеспечить нужный номинал выходной частоты, а высоким фильтрующим свойствам системы ФАПЧ — сохранить фазовую стабильность, близкую к эталонной.

Как отмечалось в параграфе 4.1, различают пассивные и активные схемы синтеза частот. Структурная схема пассивного ССЧ, построенного на основе фильтрации частотных компонентов преобразователей частоты, представлена на рис. 5.1. Частота выходного сигнала f связана с частотой опорного (эталонного) генератора $f_э$ дробно-рациональным соотношением

$$f_{вых} = \frac{Z_1}{Y_1}\left(X_1 + \frac{X_2}{Y_2}\right) f_э.$$

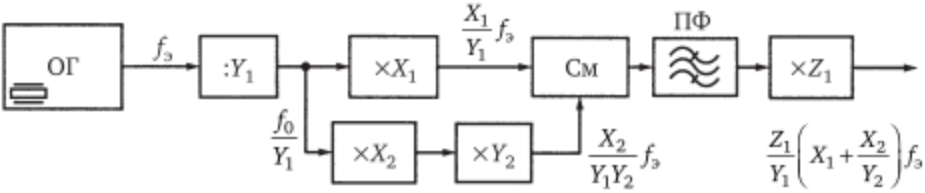


Рис. 5.1. **Структурная схема пассивного ССЧ:**
ОГ — опорный (эталонный) генератор колебаний с частотой $f_э$; $\times X_1$, $\times X_2$, $\times Z_1$ — умножители частоты; $:Y_1$, $:Y_2$ — делители частоты

Значения коэффициентов умножения и деления частоты X_1, X_2, Z_1, Y_1, Y_2 выбираются так, чтобы можно было фиксированное значение опорной частоты $f_э$ преобразовать в требуемое значение f с достаточно малой погрешностью. Однако допустимая погрешность часто оказывается слишком малой величиной, так что при небольших целых значениях коэффициентов умножения частоты, высоком требуемом уровне подавления ближайших мешающих паразитных спектральных составляющих в смесителях и технически реализуемой величине спада АЧХ фильтров за пределами полосы пропускания простейшие схемы пассивных ССЧ не удовлетворяют техническим требованиям. Поэтому разработаны более сложные структурные схемы ССЧ, в которых за счет увеличения числа узлов умножения, деления и преобразования частоты можно получить при указанных ограничениях сколь угодно точное приближение к желаемому соотношению выходной и опорной частот

$$\frac{f}{f_э} = \frac{X_1 \cdot Z_1}{Y_1} + \frac{X_2 \cdot Z_1 \cdot Z_2}{Y_1 \cdot Y_2} + \ldots + \frac{X_m \cdot Z_1 \cdot \ldots \cdot Z_m}{Y_1 \cdot \ldots Y_m}.$$

Если, например, $f_э = 1$ МГц, $m = 3$, $X_1 = X_2 = Z_1 = Z_2 = 5$, $Y_1 = Y_2 = 1$, $Y_3 = 2$, а Z_3 может принимать значения 20, 21, 22, …, 29, то выходная частота будет изменяться от $f_н = 1250$ МГц $f_в = 1812{,}5$ МГц с шагом $\Delta f = 62{,}5$ МГц. Для образования сетки дискретных частот в пассивных ССЧ нужно предусматривать ручное или цифровое переключение кратности в умножителях и делителях частоты и соответствующую перестройку частотного фильтра, что технологически затруднительно. Поэтому ССЧ такого вида используются в так называемых схемах переноса стабильности, функционирующих с фиксированным значением выходной частоты.

В схеме, представленной на рис. 5.2, генератор гармоник (ГГ) из непрерывного колебания с частотой $f_э$ формирует последовательность коротких видеоимпульсов или радиоимпульсов с частотой повторения $f_э$. Спектр его выходного сигнала содержит набор дискретных компонентов с частотами $f_n = nf_э$, $n = 1, 2, \ldots$. Если длительность τ видеоимпульсов в Q раз меньше, чем период их следования $1 / f_э$, то амплитуды спектральных компонентов, которые изменяются по закону $A_n = \frac{2}{Q}\left|\frac{\sin(n\pi / Q)}{n\pi / Q}\right|$, уменьшаются не более чем в 2 раза для $n = Q / 5$. Например, выбрав $Q = 100$, получим не менее 20 дискретных гармоник частоты f_0 заметной амплитуды.

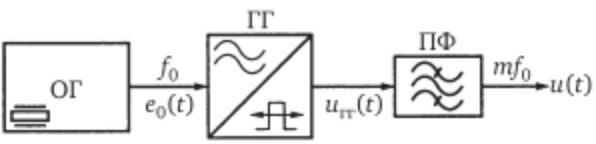


Рис. 5.2. **Схема синтезатора сетки частот на основе генератора гармоник и полосового фильтра**

Если в выходной цепи узла ГГ включить резонансный контур с ударным возбуждением, настроенный примерно на частоту m-й гармоники входного сигнала, то формируется последовательность радиоимпульсов с одинаковой начальной фазой высокочастотного заполнения в каждом радиоимпульсе. Огибающая спектра выходной последовательности полученных когерентных радиоимпульсов максимальна для $n = m$ и слабо изменяется для значений кратности $(m - Q / 5) < n < (m + Q / 5)$. В отличие от спектра колебаний автогенератора с внешней импульсной модуляцией спектральные компоненты выходного сигнала такого радиоимпульсного умножителя частоты в точности кратны их частоте повторения $f_э$. В то же время эффективность преобразования мощности источника входной частоты в мощность сетки частотных компонентов в выбранной полосе частот значительно увеличивается. Выходная частота ССЧ (см. рис. 5.2) кратна опорной (эталонной) частоте:

$$f = Nf_э. \tag{5.1}$$

Выходное колебание ГГ содержит в качестве паразитного фактора модуляцию амплитуды с частотой входного сигнала $f_э$. Возможности получения немодулированного гармонического колебания с высокой кратностью умножения в такой схеме ограничены возможным уровнем фильтрации нужной компоненты от соседних.

Использование вспомогательного плавно перестраиваемого генератора (ПГ) и двойного преобразования частоты позволяет улучшить фильтрацию. В схеме, представленной на рис. 5.3, использован технический прием преобразования вниз в смесителе См1 всей полосы с сеткой дискретных частот на промежуточную частоту $f_1 = Nf_э - f_г$, частотной фильтрации одной компоненты в полосовом фильтре ПФ1 и восстановления высокой несущей частоты во втором преобразователе частоты вверх на смесителе См2. На пониженной промежуточной частоте облегчается выполнение требований к фильтрации ПСС. Ширина Δ_1 полосы пропускания ПФ1 выбирается меньшей, чем шаг сетки f_0, поэтому на его выходе См2 оказываются колебания преимущественно только одной из частот этой сетки, номер N которой определяется настройкой ПГ. Таким образом, перестройка ССЧ с одной выходной частоты на другую производится только изменением частоты ПГ. На выходе второго преобразователя частоты выделяется боковая полоса, содержащая колебания с частотой $Nf_э$, причем фаза вспомогательного генератора полностью вычитается.

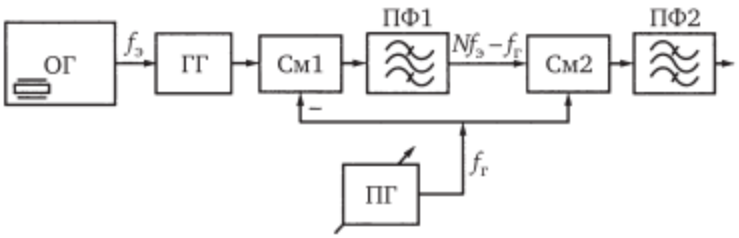


Рис. 5.3. **Структурная схема синтезатора сетки частот с вычитанием (компенсацией) ошибки плавного генератора**

Пусть, например, $f_э$ = 1 МГц, ПГ перестраивается в пределах 30…60 МГц, фильтр ПФ1 выделяет полосу частот Δ_1 = (5 ± 0,1) МГц, а генератор гармоник формирует радиоимпульсы со средней частотой 40 МГц, длительностью 30 нс и периодом повторения 1 мкс. Тогда в зависимости от настройки ПГ на выходе получаем гармонические колебания с дискретными значениями частоты от 25 до 55 МГц с шагом 1 МГц.

Достоинством схемы ССЧ с вычитанием ошибки ПГ является удобный способ перехода от одной частоты к другой путем изменения аналогового управляющего напряжения ПГ. Ее недостатки связаны с низкой энергетической эффективностью генератора гармоник, ограничениями на скорость перестройки и со сложностью настройки фильтра ПФ1 при густой сетке частот. При учете группового запаздывания модулированного колебания в фильтре ПФ1 оказывается, что полно-

стью вычитаются только статические компоненты спектра колебаний ПГ. Медленный дрейф выходной фазы колебания ПГ от влияния климатических и механических воздействий и спектр фазовых нестабильностей компенсируются не полностью, поэтому необходимы дополнительные меры, например включение на нижнем по схеме входе смесителя См2 дополнительной линии задержки, компенсирующей запаздывание в фильтре ПФ1.

Более высокого качества фильтрации одного гармонического колебания из сетки одновременно генерируемых частот можно добиться за счет использования системы фазовой автоматической подстройки частоты. На рис. 5.4 показана структурная схема ССЧ с фильтрацией одной частоты из сетки при помощи системы ФАПЧ. В этой схеме частота колебаний ГУН устанавливается равной частоте одной дискретной компоненты сетки частот ГГ, а остальные ослабляются и играют роль внутренних помех в системе ФАПЧ. Для перехода на другую частоту сетки необходимо изменить величину напряжения E_0 на втором входе Сум, чтобы исходная частота ГУН стала близкой к другой частоте сетки. В результате переходного процесса в кольце ФАПЧ установится синхронизм на другой частоте, удовлетворяющей соотношению (5.1).

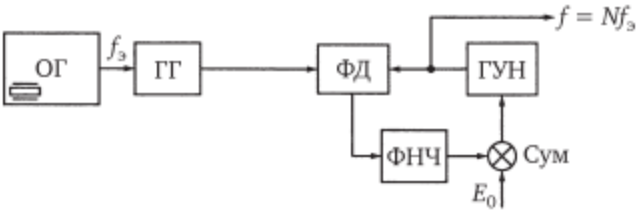


Рис. 5.4. **Структурная схема ССЧ с фильтрацией одной частоты из сетки при помощи системы ФАПЧ**

Наиболее перспективной является базовая схема ССЧ с ФАПЧ и двумя целочисленными делителями частоты, представленная на рис. 5.5. В этой схеме между ОГ и опорным входом фазового дискриминатора вместо ГГ включен делитель частоты $\div M$, коэффициент деления в котором может составлять $M = 1, 2, 3, \ldots$, а между выходом ГУН и входом подстраиваемого сигнала дискриминатора Д включен делитель частоты $\div N$, коэффициент деления в котором $N = 1, 2, 3, \ldots$. Частота $f_{ср}$ сравнения фаз в дискриминаторе в M раз ниже, чем частота опорного генератора $f_{ср} = f_э / M$. Выходное напряжение дискриминатора $e_д(t)$ через цепь обратной связи с фильтром ФНЧ поступает на вход управления частотой ГУН $e_у(t)$ в виде суммы напряжения обратной связи $e(t)$ и модулирующего сигнала $E(t)$. При формировании немодулированного гармонического колебания $E(t) = 0$, причем в синхронном режиме напряжение обратной связи постоянно ($e = \text{const}$) и выходная частота ГУН связана с опорной соотношением

$$f = (M / N)f_э. \qquad (5.2)$$

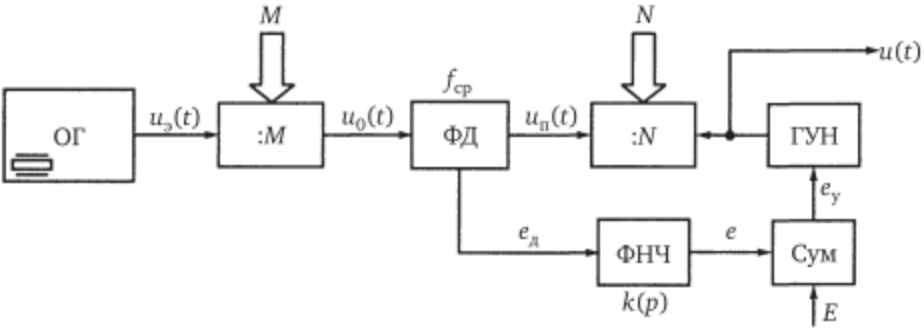


Рис. 5.5. **Базовая схема синтезатора стабильных частот с ФАПЧ и двумя целочисленными делителями частоты**

Значения M и N изменяются кодом в широких пределах, что дает возможность обеспечить нужную погрешность установки частоты.

Основной задачей формирования сигналов, решаемой с помощью системы ФАПЧ, является достижение прецизионной стабильности центральной частоты колебаний управляемого по частоте ГУН в условиях воздействия внешних помех, создающих ПОФ опорного сигнала $v(t)$ и внутренних дестабилизирующих факторов, создающих при разомкнутой цепи обратной связи паразитные отклонения фазы подстраиваемого генератора. Суммируя на входе ГУН модулирующие воздействия $E_{мод}(t)$ с напряжением управления $e_у(t)$, можно реализовать на основе ФАПЧ частотную или фазовую модуляцию колебаний ГУН при сохранении высокой стабильности его центральной частоты, определяемой стабильностью частоты внешнего эталонного сигнала. Помимо указанных типовых задач системы ФАПЧ находят самые разнообразные применения других приложениях. Например, на основе ФАПЧ строят высокостабильные возбудители передатчиков с дискретным множеством частот; ее используют в системах выделения несущей для синхронного и корреляционного приема, системах телеметрии, для формирования сложных сигналов с угловой модуляцией и т. д. В любом телевизионном приемнике имеется блок синхронизации частот кадровой и строчной разверток, реализуемый схемой ФАПЧ. В последнее время появился интерес к использованию принципа обратной связи по сигналу фазового дискриминатора для формирования квазигармонических колебаний с хаотическим законом изменения фазы для целей построения систем скрытной связи.

5.2. Элементы теории систем ФАПЧ

Подробному исследованию процессов в системах ФАПЧ посвящено много работ. Приведем основные положения, необходимые для понимания происходящих явлений и расчета основанных на них устройств формирования стабильных по частоте колебаний и сигналов.

Функционирование системы ФАПЧ основано (см. рис. 5.5) на сопоставлении в дискриминаторе текущей фазы $\varphi_п(t)$ подстраиваемых колебаний $u_п(t)$ с выхода ДПКД с текущей фазой $\varphi_э(t)$ опорных колебаний с выхода делителя частоты $\div M$. В качестве дискриминатора может использоваться ИФД или ЧФД (см. параграф 2.3). Напряжение ошибки $e_д(t)$ с выхода дискриминатора, пропорциональное рассогласованию фаз на ФД: $\varphi(t) = \varphi_п(t) - \varphi_э(t)$, используется для управления частотой выходного сигнала $f(t) = (N / 2\pi)d\varphi_п / dt$ в таком направлении, чтобы исходное рассогласование фаз уменьшалось. Система ФАПЧ работает по принципу отрицательной обратной связи для расхождения фаз φ двух колебаний.

Составим уравнения, описывающие явления и процессы в ССЧ с ФАПЧ по схеме, представленной на рис. 5.5. Опорное колебание $u_0(t)$ является внешним по отношению к системе ФАПЧ. Запишем его в виде

$$u_0(t) = U_0(t)\cos[2\pi f_{ср}t + v(t)], \tag{5.3}$$

где $U_0(t)$ — амплитуда опорного сигнала; $f_{ср}$ — некоторая фиксированная частота в спектре внешнего сигнала, выбранная в качестве опорной (частоты сравнения); $v(t)$ — вариация фазы опорного сигнала на выходе блока $\div M$.

Если между ОГ и ФД включен лишь делитель частоты $\div M$, то $f_{ср} = f_э / M$. Если вместо $\div M$ использован генератор гармоник, как в схеме, представленной на рис. 5.4, то одна из частот сетки на выходе ГГ будет играть роль частоты сравнения, а остальные следует отнести к мешающим вариациям $dv(t) / dt$. В задаче слежения слагаемое $v(t)$ учитывает полезную информацию, содержащуюся в фазе входного сигнала. В общем случае амплитуда $U_0(t)$ может медленно по сравнению с периодом несущего колебания изменяться во времени, но поскольку за входную координату ФАПЧ принимают фазу сигнала $\varphi_э(t)$, то нежелательную модуляцию $U_0(t)$ стараются убрать с помощью отдельной схемы амплитудного ограничения. Поэтому при начальном анализе системы в большинстве случаев принимают $U_0(t) \equiv \text{const}$.

При разомкнутом на входе сумматора кольце обратной связи подстраиваемый автогенератор ГУН работает на частоте свободных колебаний f_0 которая может отличаться от $Nf_{ср}$. Если после замыкания цепи обратной связи величина вносимой в контур ГУН корректирующей частотной расстройки достаточна для полной компенсации разницы между f_0 и $Nf_{ср}$, то возможен режим синхронизма, в котором обеспечивается точное совпадение частоты колебаний ГУН с частотой эталонного колебания при фиксированной разности фаз этих колебаний.

Статическая модуляционная характеристика управляемого генератора $f(e_y)$ ограничена пределами изменения управляющего напряжения ($E_1 \le e_y \le E_2$) и пределами перестройки по частоте ($f_{min} \le f \le f_{max}$). Примем ее в виде (рис. 5.6) рабочего участка и двух участков ограничения:

$$f = \begin{cases} f_{\max} \text{ при } e_y < E_1, \\ f_0 - Se_y \text{ при } E_1 \le e_y \le E_2, \\ f_{\min} \text{ при } e_y > E_2, \end{cases} \tag{5.4}$$

где f_0 — частота генерации ГУН при нулевом управляющем напряжении; S — крутизна линейного рабочего участка СМХ, Гц/В (знак «минус» у крутизны на рабочем участке выбран для удобства записи окончательных формул).

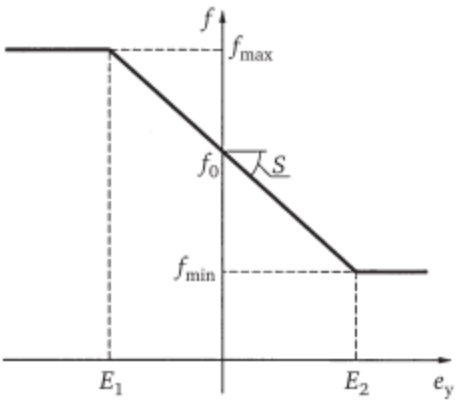


Рис. 5.6. **Идеализированная модуляционная характеристика ГУН**

Примем, что выходное напряжение $e_Д$ фазового дискриминатора имеет вид (см. рис. 3.24)

$$e_Д = EF(\varphi), \tag{5.5}$$

где E — наибольшее напряжение, которое определяется схемой ФД; $F(\varphi)$ — форма дискриминационной характеристики, нормированная к максимальному значению так, что $|F(\varphi)| \le 1$. Если в качестве ФД использован ЧФД, то выражение (5.6) может быть по-прежнему использовано, изменится только вид $F(\varphi)$, например, как на рис. 3.24, *в*.

Будем считать, что фильтр нижних частот представляет собой частотно-зависимый четырехполюсник с коэффициентом передачи по постоянному току k_0 и операторным выражением для его коэффициента передачи $k(p)$, где p — оператор дифференцирования ($p = j\Omega = d / dt$). Напряжение обратной связи e связано с выходным сигналом дискриминатора $e_Д$ соотношением

$$e = k(p)e_Д. \tag{5.6}$$

В простейших задачах может использоваться безфильтровая цепь обратной связи, для которой $k(p) = k_0$. Для подавления внешних помех, поступающих вместе с опорным сигналом, стремятся сузить полосу пропускания цепи управления, используя в качестве ФНЧ простейшие *RC*-фильтры (рис. 5.7): так называемые инерционное звено (ИЗ)

с коэффициентом передачи $k_{ИЗ}(p) = 1 / (Tp + 1)$, где T — постоянная времени ($T = RC$); пропорционально-интегрирующий фильтр (ПИФ), для которого $k_{ПИФ}(p) = (qTp + 1) / (Tp + 1)$, где q — коэффициент включения сопротивления R в емкостную ветвь фильтра ($q < 1$). Для придания процессам в ФАПЧ особых (астатических) свойств используют частотно-фазовый дискриминатор (см. рис. 3.25) и звено идеального интегрирования. Схема управления (СхУ) (см. рис. 5.7, *в*) формирует импульсы зарядного тока размахом I, полярность которых зависит от того, какой из входных сигналов — $u_п(t)$ или $u_э(t)$ — опережает другого на периоде частоты сравнения $f_{ср}$. Длительность импульсов заряда пропорциональна разности фаз этих сигналов, так что средний ток заряда зависит от разности фаз в соответствии с характеристикой $F(\varphi)$, представленной на рис. 3.24, *в*.

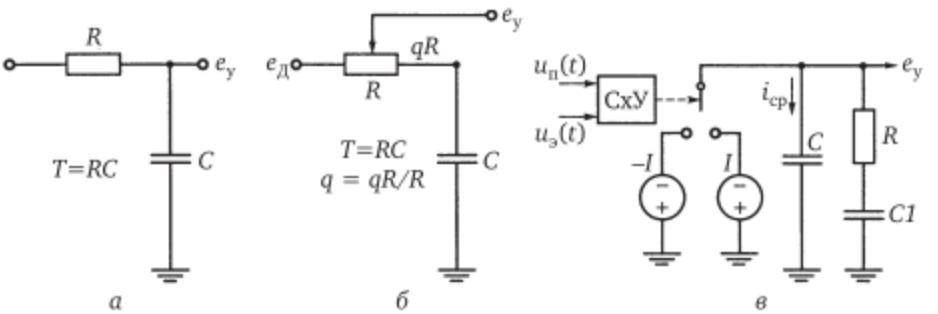


Рис. 5.7. **Схемы и коэффициенты передачи фильтров в цепи управления:**

а — инерционное звено ИЗ, $k_{ИЗ}(p) = \dfrac{1}{1+pT}$; *б* — пропорционально-интегрирующий фильтр ПИФ, $k_{ПИФ}(p) = \dfrac{1+qTp}{1+pT}$; *в* — идеальный интегратор с ПИФ, $k_и(p) = \dfrac{1+pRC}{p\left[1+pRC\cdot C1/(C+C1)(C+C1)\right]}$.

Операторный коэффициент передачи интегрирующего звена, представленной на рис. 5.7, *в*, имеет вид

$$k_и(p) = A(1 + T_1p) / p(1 + pT_2),$$

где $A = 1 / (C1 + C)$; $T_1 = RC$; $T_2 = RC1 \cdot C / (C1 + C)$. Фильтры вида ИЗ и ПИФ обычно используют как линейные по отношению к входному напряжению $e_Д$ цепи. Система ФАПЧ с импульсным ЧФД и идеальным интегратором отличается тем, что. в синхронном состоянии установившаяся разность фаз на Д близка к нулю. Это возможно за счет того, что на выходе интегратора вырабатывается компенсирующее напряжение. При питании схемы заряда интегратора от внешнего источника через ключ (см. рис. 3.26) напряжение на нем может достигать предельных значений E_1 и E_2, так что линейность такой цепи нарушается.

Управляющее напряжение ГУН e_y представим в виде суммы напряжения обратной связи e и напряжения $E(t)$:

$$e_y = e + E(t). \tag{5.7}$$

Напряжение $E(t)$ может учитывать внутренние помехи и нестабильности, возникающие в различных узлах ФАПЧ: в дискриминаторе, фильтре, усилителе постоянного тока, а также собственные нестабильности ГУН, приведенные к входу управления частотой. В частности, в $E(t)$ можно учесть спектральную плотность мощности собственных нестабильностей ГУН, не связанную с действием цепи обратной связи. В этих случаях величина $E(t)$ будет малой и соответствующие уравнения ФАПЧ можно линеаризировать по фазе в окрестности рабочей точки дискриминатора. Кроме того, если ФАПЧ используется для одновременной угловой модуляции и стабилизации средней частоты, то в $E(t)$ может быть учтено внешнее модулирующее напряжение, приводящее к значительным изменениям разности фаз между входами ФД.

Учитывая, что угловая частота ГУН $\omega = 2\pi f$ равна производной от его текущей фазы $N\varphi_п$, запишем выражение для модуляционной характеристики на рабочем участке не в виде (5.4), а в символическом виде:

$$p\varphi_п = (\omega_0 - 2\pi S e_y) / N. \tag{5.8}$$

Используя формулы (5.4)—(5.8) и принимая $E(t) = 0$, составим уравнение ФАПЧ для работы на рабочем участке модуляционной характеристики в общей символической записи, пригодной для любой линейной цепи управления с коэффициентом передачи $k(p)$. При этом удобно ввести в качестве основного параметра ФАПЧ наибольшее значение корректирующей расстройки $\Omega = 2\pi SE$. Используя его для нормировки, получим простую символическую запись дифференциального уравнения ФАПЧ в безразмерной форме:

$$(1 / \Omega)p\varphi + k(p)F(\varphi) = \gamma_0, \tag{5.9}$$

где $\gamma_0 = (\omega_0 - N\omega_{ср}) / \Omega$ — обобщенная (безразмерная) расстройка приведенной ко входу дискриминатора начальной частоты ГУН $\omega_0 = 2\pi f_0$ относительно опорной частоты на другом его входе $\omega_{ср} = 2\pi f_{ср}$.

Проиллюстрируем процедуру перехода от символической записи (5.9) к дифференциальным уравнениям на примерах.

Пример 5.1

Пусть в цепи обратной связи нет специально включенного ФНЧ (безынерционная цепь управления), так что $k(p) = k_0$. Тогда из (5.9) получаем нелинейное обыкновенное дифференциальное уравнение первого порядка для текущей разности фаз на ФД в виде

$$\frac{1}{\Omega} \cdot \frac{d\varphi}{dt} + F(\varphi) = \gamma_0. \tag{5.10}$$

Из (5.10) следует, что безфильтровая ФАПЧ имеет инерционные свойства, которые определяются параметром Q.

Пример 5.2

Используем в цепи управления простейшее ИЗ с коэффициентом передачи $k_{ИЗ}(p) = 1 / (Tp + 1)$ и предположим, что на входе ФАПЧ действует смодулированный сигнал. Получаем автономное обыкновенное дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\frac{T}{\Omega}\cdot\frac{d^2\varphi}{dt^2}+\frac{1}{\Omega}\cdot\frac{d\varphi}{dt}+F(\varphi)=\gamma_0.$$

Пример 5.3

Используем в цепи управления автономной ФАПЧ пропорционально-интегрирующий фильтр. Его коэффициент передачи запишется в виде $k_{ПИФ}(p) = (1 + qTp) / (1 + Tp)$. Тогда получим

$$\frac{T}{\Omega}\cdot\frac{d^2\varphi}{dt^2}+\frac{1}{\Omega}\left(1+q\Omega T\frac{dF(\varphi)}{d\varphi}\right)\frac{d\varphi}{dt}+F(\varphi)=\gamma_0. \qquad (5.11)$$

Пример 5.4

Если взамен ФД и ПИФ применить его «идеальный» вариант с коэффициентом передачи $k_и(p) = (1 + qTp) / Tp$, то уравнение (5.11) примет следующий вид:

$$\frac{T}{\Omega}\cdot\frac{d^2\varphi}{dt^2}+qTF'(\varphi)\frac{d\varphi}{dt}+F(\varphi)=0.$$

Здесь введено обозначение нелинейной функции $dF(\varphi) / d\varphi = F'(\varphi)$. Действие «идеального» ПИФ приводит к уничтожению правой части уравнения — это результат процедуры $Tp\gamma_0 = 0$. Получается, что постоянная «начальная расстройка» $\gamma_0 \neq 0$ никак не фигурирует в дифференциальном уравнении ФАПЧ — так проявляется действие «идеального» интегратора в цепи управления. Этот эффект носит название астатизма, он чрезвычайно важен на практике, поэтому схема «идеального» ПИФ часто используется.

Подобным образом из (5.9) получают уравнения для неавтономных систем ФАПЧ, когда в составе опорного сигнала имеется регулярная составляющая $v(t)$, для систем ФАПЧ со звеньями запаздывания и др. Видно, что простая символическая запись (5.9) охватывает большое разнообразие конкретных систем. Рассмотрим основные режимы работы системы ФАПЧ.

В задаче стабилизации частоты $\gamma_0(t) = \text{const}$. В стационарном (при $t' \to \infty$) синхронном режиме частота ГУН в результате действия ФАПЧ становится равной фиксированной частоте эталонного внешнего сигнала. При этом разность фаз этих колебаний $\varphi(t)$ стремится к некоторой постоянной величине $\varphi_0 = \lim\limits_{t\to\infty}\varphi(t) = \text{const}$. Тогда установившееся напряжение на выходе ФД также постоянно ($e_Д(\infty) = \text{const}$), а управ-

ляющее напряжение $e_y(\infty) = \text{const}$ связано с ним коэффициентом передачи цепи управления на постоянном токе: $k(0) = k_0$. После подстановки $\varphi = \varphi_0$ в уравнение в (5.9) получим уравнение стационарного синхронного режима системы ФАПЧ

$$k(0)F(\varphi_0) = \gamma_0. \tag{5.12}$$

Для фильтров, не содержащих идеальных интегрирующих звеньев величина $k(0) = k_0$ конечна. В результате этого в соответствии с уравнением (5.12) установившееся значение разности фаз на ФД φ_0 зависит от расстройки γ_0. Величину $\varphi_{уст}$ называют остаточной, или статической, ошибкой. Если в составе ФНЧ имеется идеальный интегратор, то $k(0) = \infty$. При этом вместо уравнения (5.12) стационарное состояние системы ФАПЧ возможно при $\varphi_0 = 0$, независимо от расстройки. Влияние начальной расстройки проявляется для астатической ФАПЧ в том, что емкость интегратора заряжается до напряжения, полностью компенсирующего начальную расстройку; при ограничении величины e напряжением источника питания эффект астатизма пропадает.

Будем считать, что $k(0) = 1$. Возможные состояния синхронного режима, т. е. точки равновесия $\varphi_0 = \text{const}$, можно найти из уравнения (5.12) графически, если пересечь характеристику $F(\varphi)$ горизонтальной прямой, проведенной на уровне γ_0. При $|\gamma_0| < 1$ на интервале $-\pi < \varphi < \pi$ получаются две точки стационарного режима: точка φ_1 на участке с положительной крутизной характеристики ($F'(\varphi_1) > 0$) и точка φ_2 на участке с отрицательной крутизной характеристики ($F'(\varphi_2) < 0$).

Чтобы выяснить характер устойчивости равновесных точек φ_1 и φ_2, рассмотрим случай безфильтровой ФАПЧ, которая описывается дифференциальным уравнением (5.10). Поскольку здесь переменные t и φ разделяются, можно записать временное решение уравнения (5.11), т. е. зависимость $\varphi(t)$, в неявном виде

$$\Omega\int_0^t dt = \int_{\varphi_{нач}}^{\varphi(t)} \frac{d\varphi}{\gamma - F(\varphi)}. \tag{5.13}$$

Для синусоидальной характеристики, т. е. при $F(\varphi) = \sin\varphi$, неопределенный интеграл (5.13) выражается следующим образом:

$$\int \frac{d\varphi}{\gamma_0 - \sin\varphi} = \begin{cases} \dfrac{2}{\sqrt{\gamma_0^2 - 1}} \operatorname{arctg}\left(\dfrac{\gamma_0 \operatorname{tg}(\varphi/2 - 1)}{\sqrt{\gamma_0^2 - 1}}\right) \text{ при } |\gamma_0| > 1, \\ \dfrac{2}{\sqrt{1 - \gamma_0^2}} \ln\left(\dfrac{\gamma_0 \operatorname{tg}\left(\varphi/2 - 1 - \sqrt{\gamma_0^2 - 1}\right)}{\gamma_0 \operatorname{tg}(\varphi/2) - 1 + \sqrt{\gamma_0^2 - 1}}\right) \text{ при } |\gamma_0| < 1. \end{cases} \tag{5.14}$$

Выражения (5.14) не обладают наглядностью, хотя при $|\gamma_0| > 1$ они представляют неограниченно нарастающее с ростом времени t движение $\varphi(t)$, а при $|\gamma_0| < 1$ — лимитационное, т. е. имеющее некоторый

предел $\varphi_{уст}$ при $t \to \infty$ в соответствующем фазовом пространстве. Для дифференциального уравнения первого порядка (5.10) таким пространством является поверхность фазового цилиндра с координатами φ и $d\varphi / dt$.

На рис. 5.8 фазовая траектория $d\varphi(t) / dt$ как функция $\varphi(t)$ построена непосредственно по уравнению (5.10) для синусоидальной характеристики $F(\varphi) = \sin \varphi$, а начальная расстройка $\gamma_0 = 0{,}7$ выбрана меньше наибольшей корректирующей расстройки Ω / N. Поскольку в верхней полуплоскости производная $d\varphi / dt > 0$, то с ростом времени t значение разности фаз $\varphi(t)$ нарастает; в нижней полуплоскости ситуация обратная, т. е. разность фаз сигналов на ФД убывает. Стрелками на рис. 5.8 показано движение точки, изображающей текущее состояние системы. При любых начальных условиях ($-\pi < \varphi_{нач} < \pi$) с течением времени состояние системы приходит к одному из равновесных состояний $\varphi_1 = \arcsin\gamma_0$, которые через $\varphi = 2\pi$ повторяются. Следовательно, состояние равновесия φ_1 устойчиво, а состояние $\varphi_2 = \pi - \varphi_1$ неустойчиво.

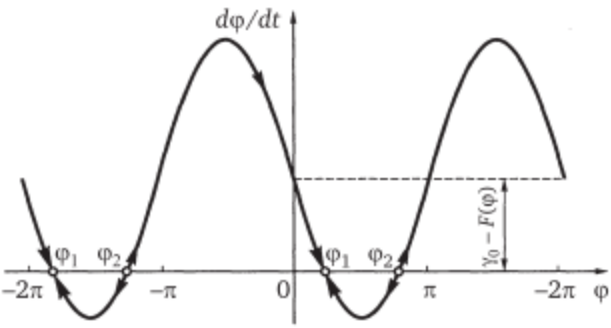


Рис. 5.8. **Фазовая траектория безфильтровой системы ФАП при $0 < \gamma_0 < 1$**

Синхронизм сохраняется в пределах $|f_0 - Nf_{ср}| < \Omega / 2\pi = \Pi_у$. Поэтому величину $2\Pi_у = 2\Omega / 2\pi = 2SE$ называют полосой удержания (или полосой синхронизма) системы ФАПЧ. Если использован ЧФД с зарядом емкости от коммутируемых генераторов тока (схема «подкачки заряда» — *Charge Pumpe*, см. рис. 5.7, *в*), то начальная расстройка γ_0 полностью компенсируется выработанным на выходе интегратора напряжением. В этом случае полоса удержания ограничена либо пределами перестройки ГУН f_{max} и f_{min} в соответствии с МХ, представленной на рис. 5.6, либо напряжением $E_п$ питания генераторов тока ГТ1 и ГТ2. Величина $\Omega = \sqrt{IS / C}$ (где I — ток заряда накопительной емкости; S — крутизна управления ГУН; C — емкость заряда ФНЧ) в этом случае определяет не полосу удержания, а длительность переходных процессов.

Воспользуемся теперь аналитическим выражением (5.14) для того, чтобы дать количественную оценку времени вхождения в заданную окрестность точки φ_1 в зависимости от значения рассогласования фаз $\varphi_{нач}$ в момент включения системы $t = 0$. График такой зависимости представлен на рис. 5.9 (за время установления $t_{уст}$ принято время достиже-

ния границы $\varphi(t_{уст}) = 0{,}01$ рад). Из рис. 5.9 очевидно, что существует область благоприятных начальных рассогласований фаз $\varphi_{нач}$ — она расположена в окрестности устойчивой точки равновесия φ_1. Здесь переходный процесс вхождения в синхронный режим занимает малое время. В окрестности неустойчивой точки равновесия φ_2, наоборот, время установления велико; оно резко возрастает при приближении $\varphi_{нач}$ к точке φ_2.

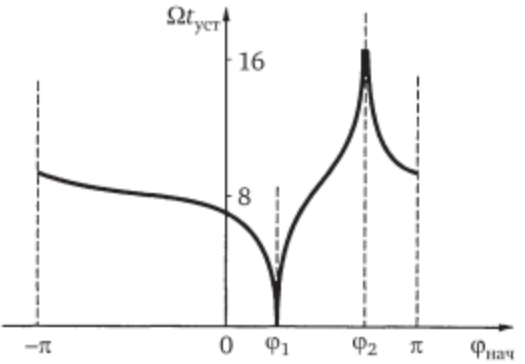


Рис. 5.9. **График зависимости безразмерного времени установления фазы $\Omega t_{уст}$ от начального рассогласования фаз $j_{нач}$ в системе ФАПЧ без фильтра при расстройке $\gamma_0 = 0{,}75$**

Если установить начальную расстройку $|\gamma_0| > 1$, то обе точки равновесия исчезают и синхронный режим становится невозможным — наступает асинхронный режим биений. В асинхронном режиме текущая разность фаз $\varphi(t)$ с ростом времени неограниченно нарастает (или убывает). Как очевидно из рис. 5.10, текущая разность частот $d\varphi / dt$ в этом режиме периодически колеблется относительно значения γ_0, т. е. кольцо ФАПЧ попеременно подтягивает и отталкивает частоту ГУН от частоты эталонного сигнала. В среднем за период асинхронных колебаний $T_{ас}$ значение частоты ГУН оказывается ближе к эталонной частоте, чем при разомкнутом кольце ФАПЧ, т. е. даже в асинхронном режиме наблюдается подстраивающее действие ФАПЧ. Его величину можно оценить количественно, рассматривая форму изменения $e_Д(t)$ в режиме биений, которая показана на рис. 5.11 при $\gamma_0 = 1{,}15$. Зависимость $T_{ас}$ от γ_0 можно получить из соотношения (5.13), взяв в левой его части для верхнего предела $t = T_{ас}$ и интегрируя в правой части по φ от $-\pi$ до $+\pi$. Для случая $F(\varphi) = \sin\varphi$ получим

$$f_{ас} = (\Omega / 2\pi)\sqrt{\gamma_0^2 - 1}.$$

Здесь введена частота асинхронных колебаний $f_{ас} = 1 / T_{ас}$. Графики зависимости $f_{ас}(\gamma_0)$, построенные по этой формуле, приведены на рис. 5.12 (кривая *4*). Кривая *1* соответствует характеристике ФД в форме коробчатой кривой (меандра), кривая *2* — синусоидальной, а кривая *3* — треугольной. Пунктирная прямая линия на этом рисунке $f_{ас} / \Omega = \gamma_0$ соответствует разомкнутому кольцу ФАПЧ.

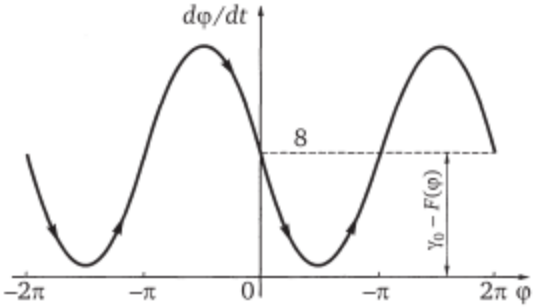


Рис. 5.10. **Фазовая траектория безфильтровой системы ФАПЧ в асинхронном режиме ($\gamma_0 > 1$)**

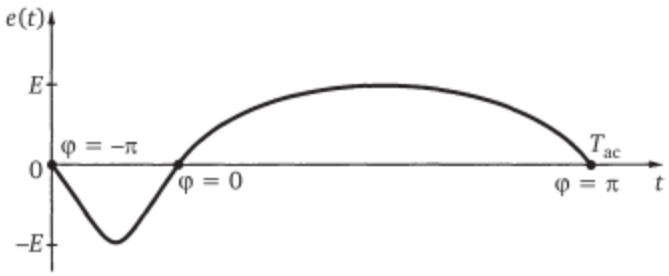


Рис. 5.11. **График изменения выходного напряжения ФД *e*(*t*) в асинхронном режиме**

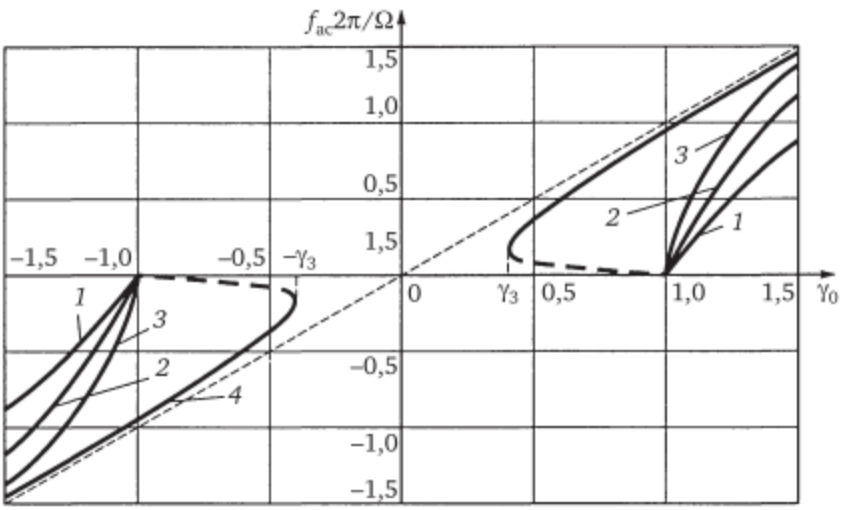


Рис. 5.12. **График зависимости нормированной частоты асинхронных колебаний от расстройки частот γ_0 свободного ПГ и внешнего сигнала для различных видов характеристики *F*(φ):**

1 — прямоугольная для ИФ; *2* — синусоидальная для ИФ; *3* — треугольная для ИФ; *4* — синусоидальная для ПИФ, $q = 0{,}1$

Крутизна S управления частотой в ГУН или коэффициент передачи по постоянному току в ФНЧ могут иметь другой знак, если, например, использован инвертирующий усилитель постоянного тока (УПТ). При синусоидальной характеристике ФД это приводит к тому, что устойчивой будет точка φ_2, а неустойчивой — точка φ_1. В этом случае система ФАПЧ будет функционировать так же, как раньше, поскольку склоны характеристики ФД симметричны, но в установившемся режиме разность фаз будет различаться на π. Однако если был использован ФД с пилообразной характеристикой, для которой протяженность по фазе участков с $F'(\varphi_1) > 0$ и $F'(\varphi_1) < 0$ резко различаются, то локально устойчивой окажется точка с недопустимо большой крутизной, возникнет самовозбуждение ФАПЧ в окрестности этой точки и напряжение на выходе ФД станет циклически изменяться от верхнего максимального значения до нижнего.

В общем случае процесс установления разности фаз на ФД при $|\gamma_0| < 1$ имеет два последовательных этапа: установление частоты, когда изображающая точка двигается вокруг фазового цилиндра, приближаясь по координате $d\varphi / dt$ к зоне равновесия; установление фазы, когда изображающая точка совершает движения в окрестности устойчивой точки равновесия φ_1.

Рассмотрим особенности работы ФАПЧ при наличии низкочастотного фильтра в цепи управления. Обратимся к общей символической записи дифференциального уравнения (5.9), приняв расстройку $\gamma_0 = \text{const}$. Считая состояние равновесия φ_0 известным из уравнения стационарного режима (5.12), дадим величине $\varphi(t) = \varphi_п(t) / N - \omega_{ср}t$ малое возмущение $v(t)$ относительно φ_0, т. е. примем $\varphi(t) = \varphi_1 + v(t)$. Нелинейную функцию $F(\varphi_1 + v)$ в уравнении (5.9) можно разложить в ряд Тейлора по степеням v и ограничиться только первым членом разложения. Линеаризованное в окрестности точки равновесия дифференциальное уравнение автономной ФАП в символической записи имеет вид

$$[k(p) + \tau p]v(t) = 0.$$

Величину $\tau = 1 / \Omega F'(\varphi_1)$ называют постоянной времени линеаризованной ФАПЧ. Заметим, что для синусоидальной характеристики $F(\varphi) = \sin\varphi$ крутизна $F(\varphi_1) = \cos\varphi_1$, а координаты точек равновесия определяются расстройкой $\varphi_1 = \arcsin\gamma_0$, $\varphi_2 = \pi - \varphi_1$. Это значит, что величина постоянной времени ФАПЧ не остается фиксированной, а меняется в широких пределах при изменении расстройки $|\gamma_0|$ от 0 до 1.

Поскольку для точки φ_2 величина $\tau < 0$, из формулы (5.16) следует вывод о ее локальной неустойчивости — независимо от вида оператора $k(p)$ коэффициент при первой производной dv / dt оказывается отрицательным, что нарушает критерий устойчивости.

Если в составе цепи управления использовано инерционное звено с символическим коэффициентом передачи $k_{ИЗ}(p) = 1 / (Tp + 1)$,

то вместо формулы (5.13) в окрестности рабочей точки получаем формальную запись: $[1 / (Tp + 1) + \tau p]v(t) = 0$. Ей соответствует линейное дифференциальное уравнение 2-го порядка

$$\tau T \frac{d^2 v}{dt^2} + \tau \frac{dv}{dt} + v = 0. \qquad (5.15)$$

В задаче стабилизации частоты инерционность цепи управления в совокупности с 2π-периодической нелинейностью характеристики ФД приводит к возникновению явления гистерезиса при медленном (квазистатическом) изменении собственной частоты ПГ ω_0 или частоты сравнения $\omega_{ср}$. Действительно, выход из синхронного режима происходит, как и в отсутствие фильтра, при расстройке $[f_0 = Nf_{ср}| = П_у$, а вхождение в синхронизм со стороны асинхронного режима биений наступает при меньшем ее значении; эту расстройку называют полосой захвата $П_з$. Такая ситуация иллюстрируется графиками, представленными на рис. 5.12 (кривая *4*). На физическом уровне пояснить роль инерционности фильтра в появлении полосы захвата можно следующим образом. Установим в системе режим синхронизма и начнем медленно (квазистатически) увеличивать расстройку γ_0 от нулевого ее значения в сторону границы полосы синхронизма. При этом напряжение ошибки $e_Д$ на выходе ФД также меняется квазистатически и поэтому беспрепятственно проходит через низкочастотный фильтр к ГУН, осуществляя его синхронизацию. Когда расстройка превышает полосу синхронизма ($|\gamma_0| \geq 1$), синхронизация разрушается и на выходе ФД возникает переменное напряжение $e_Д(t)$ с частотой асинхронных колебаний $f_{ас}$, которая зависит от типа фильтра и увеличивается с ростом расстройки γ_0. Если $f_{ас}$ превышает полосу пропускания фильтра, то он вносит заметные амплитудные и частотные искажения; напряжение $e_у(t)$ значительно ослаблено по сравнению с $e_Д(t)$ и отличается от него по форме, что и делает синхронизацию невозможной.

При обратном изменении расстройки γ_0 от больших ее значений ($|\gamma_0| > 1$) к меньшим асинхронный режим сохраняется даже при $|\gamma_0| < 1$, т. е. синхронизация не восстанавливается на границе полосы синхронизма при $|\gamma_0| = 1$ из-за ослабления и искажения напряжения $e_Д(t)$ в фильтре. Потребуется уменьшить расстройку γ_0 до такого значения полосы захвата $\gamma_з$, при котором основная часть спектра напряжения $e_Д(t)$ асинхронных колебаний не пройдет неискаженно через фильтр, так что сигнал ошибки достигнет входа управления ГУН без заметного ослабления и осуществит синхронизацию частоты.

Если установить расстройку между границами полос захвата и синхронизма, т. е. если $\gamma_з < |\gamma_0| < 1$, то в зависимости от начальных условий в момент включения ФАПЧ может реализоваться или синхронный, или асинхронный режим, в зависимости от начального состояния. Иногда используют дополнительное устройство поиска по частоте, которое временно изменяет величину γ_0 до вхождения в полосу захвата,

но импульсная помеха может вновь перевести систему в режим асинхронных колебаний.

Приближенная (очень простая) формула для полосы захвата при $F(\varphi) = \sin\varphi$ для ФНЧ в виде инерционного звена имеет вид

$$\frac{\gamma_3}{\sqrt[4]{1-\gamma_3^2}} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{1}{\pi\sqrt{\Omega T}}.$$

График зависимости $\gamma_3(\Omega T)$ по формуле (5.15) приведен на рис. 5.13 (кривая *1*). Приближенный анализ для фильтра ПИФ показывает, что не только выход из синхронизма на границе полосы удержания, но и переход к синхронизму на границе полосы захвата происходят скачкообразно (см. рис. 5.13), создавая различные, но конечные значения частоты асинхронных колебаний.

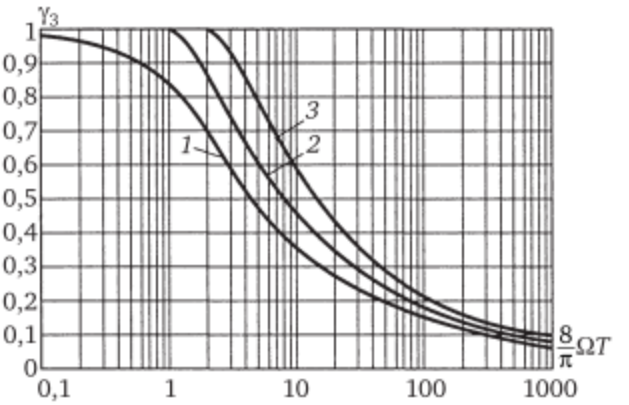


Рис. 5.13. **Графики зависимостей полосы захвата ФАЛ от постоянной времени фильтра для различных видов характеристики *F*(φ):**
1 — $F(\varphi) = \sin\varphi$; 2 — $F(\varphi)$ — коробчатой формы; 3 — $F(\varphi)$ — треугольной формы

Форма характеристики фазового дискриминатора $F(\varphi)$ принципиального влияния на зависимость полосы захвата ФАПЧ от безразмерной постоянной времени фильтра ΩT не оказывает. На рис. 5.13 приведены графики $\gamma_3(\Omega T)$ для треугольной (кривая *3*) и коробчатой (кривая *2*) характеристик $F(\varphi)$; кривая *1* здесь относится к $F(\varphi) = \sin\varphi$. Для всех используемых характеристик $F(\varphi)$ сохраняется обратная пропорциональность величины относительной полосы захвата и $\sqrt{\Omega T}$. Доказано, что одну и ту же полосу захвата (при $q << 1$) можно получить при самых различных видах характеристик $F(\varphi)$, имеющих лишь одинаковую площадь, ограниченную графиком их квадрата и осью абсцисс на интервале $0 < \varphi < 2\pi$. Поэтому можно при сохранении неизменной величины γ_3 выбрать такую форму $F(\varphi)$, которая обеспечит, например, наибольшее подавление внешних помех или наименьшее число сбоев синхронизации при воздействии шумов.

Величина γ_3 для фильтра ПИФ зависит от q. С уменьшением q уменьшается уровень шумов, попадающих на вход ФАПЧ вместе с внешним

сигналом. На практике выбирают небольшие значения $q = 0{,}05\ldots0{,}2$; при этом получается довольно большая полоса захвата $\gamma_3 \approx 0{,}2\ldots0{,}45$. Синусоидальная характеристика $F(\varphi)$ по сравнению с любыми треугольными дает увеличение γ_3 примерно в $\sqrt{3/2}$ раз, или на 22,5 %. Наибольшая полоса захвата соответствует коробчатой (прямоугольной) характеристике ФД.

Усложнение фильтра в цепи управления может привести к потере локальной устойчивости состояния равновесия φ_1, которое в случае однозвенного *RC*-фильтра локально устойчиво. Потеря локальной устойчивости переводит систему ФАПЧ в режим самовозбуждения — возникают периодические движения на фазовой плоскости вокруг точки φ_1 и возможен переход к хаосу. В ССЧ с ФАПЧ не используют такие режимы.

Существует противоречие между двумя основными требованиями к системе ФАПЧ: увеличение полосы захвата для вхождения в синхронизм при любых начальных условиях; уменьшение полосы пропускания системы для заданного подавления помех, поступающих вместе с входным сигналом.

Для разрешения данного противоречия предлагались различные способы: введение корректирующих звеньев в цепи управления (простейшим примером является использование пропорционально-интегрирующего фильтра взамен инерционного звена); использование нелинейных цепей, инерционность которых проявляется лишь для помех малого уровня, а для асинхронных колебаний на границе полосы захвата она мала. Кроме того, используются многосвязные и многокаскадные системы ФАПЧ с малоинерционными цепями, а также комбинированные системы частотно-фазовой автоподстройки.

Если в синхронном режиме ССЧ с ФАПЧ производится переключение значения *M* или *N* для перехода на другую частоту сетки, то начинается переходный процесс: вначале уменьшается разность частот эталонного и подстраиваемого генератора, затем разность фаз приближается к установившемуся фиксированному значению. Длительность переходного процесса по фазе в ССЧ с ФАПЧ обратно пропорциональна шагу по частоте. Действительно, шаг по частоте (см. рис. 5.5) равен частоте сравнения $f_{ср}$, на которой работает дискриминатор. Переходный процесс по фазе продолжается несколько десятков периодов этой частоты $\tau_{уст} = (30\ldots50)\ /\ f_{ср}$. Однако стремление снизить его длительность повышением частоты сравнения приводит к уменьшению числа дискретов сетки *N*. Переходный процесс по частоте в астатической ФАПЧ с импульсным ЧФД значительно короче, чем при использовании ФД.

5.3. Качество выходного сигнала

Для учета влияния шумов, помех, неидеальной фильтрации паразитных спектральных составляющих ПСС и дестабилизирующих факторов на качество выходного сигнала системы ФАПЧ в состав ее эквивалент-

ной схемы включают источники внутренних и (или) внешних по отношению к кольцу авторегулирования возмущений. Источник напряжения внутренних возмущений удобно пересчитать как нестабильность фазы ГУН, фазовых погрешностей ФД, усилителя постоянного тока в цепи управления, а также делителя ДПКД между ГУН и ФД. Если ССЧ с ФАПЧ используется для формирования сигналов с угловой модуляцией при одновременной стабилизации средней частоты, то внешнее модулирующее напряжение $E(t)$ на суммирующем входе ГУН (см. рис. 5.5) выступает как источник внутренних возмущений. В качестве внешних возмущений выступают фазовые погрешности источника опорного сигнала, делителя частоты опорного сигнала на M, а также мешающие составляющие спектра источника опорного сигнала, если для создания сетки стабильных частот использован генератор гармоник.

Предположим, что расстройка частот нулевая ($\gamma_0 = 0$); дискриминационная характеристика ФД линейная $F(\varphi) = F'(\varphi_1)\varphi$. Тогда из формулы (5.3) получаем, что операторный коэффициент $W_1(p)$ передачи малых внешних фазовых отклонений $v_э(t)$, поступающих на вход дискриминатора вместе с опорным сигналом, к выходной фазе ГУН $v_п(t)$ связан с параметрами ФАПЧ следующим образом:

$$W_1(p) = \frac{v_п}{v_э} = \frac{k(p)}{k(p) + \tau N p}, \tag{5.16}$$

где τ — постоянная времени ФАПЧ ($\tau = 1 / \Omega F'(\varphi_1)$).

Сделав в формуле (5.16) замену $p = j2\pi F$, получим комплексный коэффициент $\dot{W}_1(jF)$ передачи внешних гармонических возмущений с частотой F вблизи частоты сравнения. На рис. 5.14 построена (кривая *1*) амплитудно-частотная $\dot{W}_1(jF)$ характеристика коэффициента передачи для внешних возмущений при ФНЧ вида инерционного звена $k_{ИЗ}(jF) = 1 / (1 + j2\pi FT)$, когда полоса удержания ФАПЧ значительно больше, чем полоса пропускания ФНЧ ($\tau = 0{,}05T$). Кривая *2* — АЧХ для фильтра ПИФ с $k_{ПИФ}(jF) = 1 + j2\pi qFT / (1 + j2\pi FT)$ при $q = 0{,}2$ и таком же сочетании полосы ФАПЧ и полосы ФНЧ. Физический смысл АЧХ (см. рис. 5.14) для передачи внешних возмущений состоит в том, что медленные ($FT << 1$) вариации фазы внешнего сигнала отрабатываются, а быстрые — ослабляются, причем полоса пропускания ФАПЧ в целом как частотного фильтра может быть значительно более узкой, чем у любого пассивного ПФ, так как определяется видом и параметрами ФНЧ. Из рис. 5.14 очевидно, что введение ПИФ значительно уменьшает резонансный выброс АЧХ внешних помех.

Линеаризированный операторный коэффициент $W_2(p)$ передачи внутренних фазовых возмущений от флуктуаций собственной выходной фазы ГУН при разомкнутом кольце $v_{раз}(t)$ к нестабильности фазы ССЧ при замкнутом кольце авторегулирования $v_з(t)$ имеет вид

$$W_2(p) = \frac{pN\tau}{k(p) + pN\tau}. \tag{5.17}$$

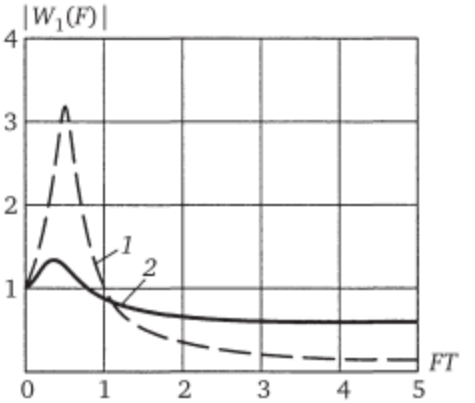


Рис. 5.14. **Амплитудно-частотные характеристики линейной модели ФАПЧ при разных значениях безразмерной постоянной времени Δ = *T* / τ интегрирующего фильтра в цепи управления:**
1 — ИЗ, $T / \tau = 0{,}05$; *2* — ПИФ, $q = 0{,}2$

Точно так же, как это было сделано при анализе фильтрации внешних возмущений по формуле (5.16), для получения АЧХ передачи внутренних возмущений при выбранном типе фильтра ФНЧ $k(p)$ надо подставить $p = j2\pi F$ и построить $\left|\dot{W}_2(jF)\right|$. На рис. 5.15 показаны АЧХ для фильтрации внутренних фазовых помех. Их физический смысл состоит в том, что влияние на фазу выходного сигнала собственных нестабильностей узлов, из которых составлено кольцо авторегулирования ФАПЧ, значительно ослаблено для зоны отстроек от несущей частоты, сравнимых с полосой пропускания ФНЧ. Поэтому система ФАПЧ, используя ГУН с возможностью плавной перестройки частоты, обеспечивает в этой зоне отстроек стабильность фазы порядка стабильности колебаний прецизионного опорного генератора.

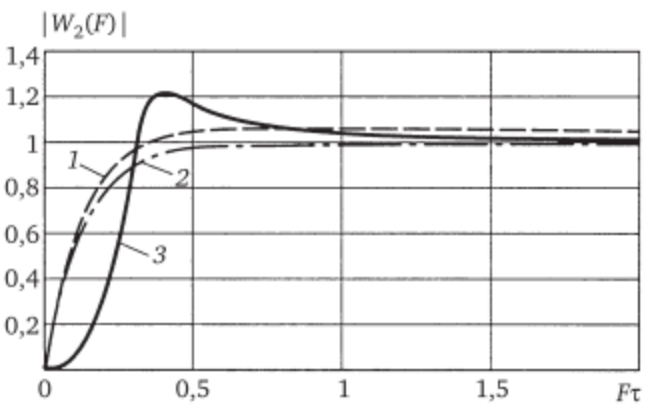


Рис. 5.15. **Амплитудно-частотные характеристики для фильтрации внутренних фазовых помех:**
1 — ПИФ, $T / \tau = 0{,}1$, $q = 0{,}1$; *2* — ФАПЧ без ФНЧ; *3* — астатическая ФАПЧ, $T / \tau = 0{,}1$, $C / C1 = 0{,}1$

При рассмотрении рис. 5.15 следует обратить внимание на различный характер частотной зависимости $|W_2(F)|$ вблизи несущей частоты $F\tau << 1$ для обычной ФАПЧ (кривые *1* и *2*) и для астатической ФАПЧ с ЧФД и схемой подкачки заряда. Благодаря тому, что крутизна АЧХ в этой зоне нулевая ($d|W_2(F)| \ / \ dF \to 0$), астатическая ФАПЧ лучше фильтрует составляющие СПМ фазовых нестабильностей ГУН, соответствующие области фликкерного частотного шума (см. рис. 1.2).

Рассчитаем характеристику СПМ фазового шума синтезатора частот с ФАПЧ. Как было показано в параграфе 3.1, СПМ собственного фазового шума ГУН возрастает по мере уменьшения отстройки от несущей частоты, что описывается зависимостью $S_\varphi(F)$. Перемножив эту функцию на $|\dot{W}_2(jF)|$, получим СПМ фазового шума синтезатора частоты, в котором этот ГУН охвачен кольцом ФАПЧ. На рис. 5.16 построен график зависимости спектральной плотности фазового шума свободного ГУН (кривая *3*), аппроксимирующая графики, представленные на рис. 1.2 и 3.6, выражением $S_\varphi(F) = \sum_{i=1}^{4} A_i F^i$ при $A = 5 \cdot 10^{-15}$ 1/Гц, $A_2 = 1 \times 10^{-8}$ 1/Гц^2, $A_3 = 1 \cdot 10^{-7}$ 1/Гц^3, $A_4 = 1 \cdot 10^2$ 1/Гц^4. Кривая *2* — это зависимость спектральной плотности фазового шума для синтезатора частот с ФАПЧ, охватывающей этот ГУН, полученная по формуле (5.17) при $M = N = 1$, $k(p) = 1$ и $\Pi_у = 1/\tau = 3$ кГц. Кривая *1* характеризует уровень фазового шума при использовании астатической ФАПЧ.

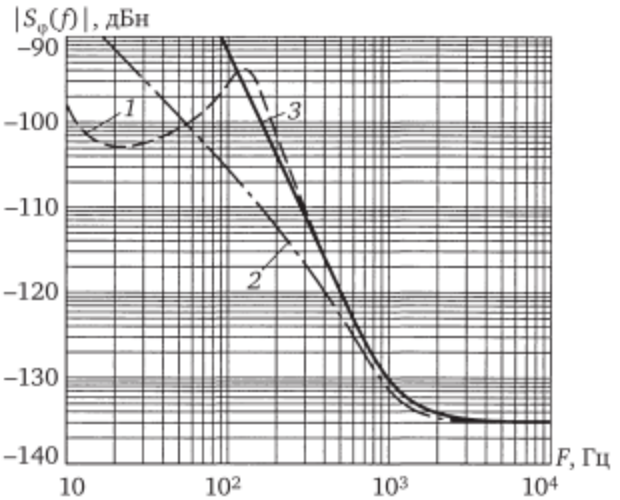


Рис. 5.16. **Графики зависимости спектральной плотности фазового шума свободного ГУН (*3*) и охваченного кольцом ФАПЧ:**
1 — астатическая ФАПЧ, $C / C1 = 0{,}2$; $T / \tau = 0{,}05$; *2* — ФАПЧ без ФНЧ, $\Omega_c = 10^3$ рад/с

При расчете фильтрующей способности ФАПЧ следует учитывать дополнительный сдвиг фазы, вносимый паразитными элементами схемы, например инерционность *RC*-цепочек в нагрузках амплитудных детекторов, входящих в схему ФД.

Как внутренние, так и внешние возмущения в кольце ФАПЧ претерпевают не только амплитудные, но и фазовые изменения. Область линейности фазочастотной характеристики коэффициента передачи внешних возмущений $\psi_1(F) = \arg \dot{W}_1(jF)$, получаемой из формулы (5.16), характеризует допустимую с точки зрения искажений полосу частот информационного сигнала, поступающего в фазе опорного сигнала. Соответствующая ФЧХ для внутренних помех $\psi_2(F) = \arg \dot{W}_2(jF)$, получаемая из формулы (5.17), может использоваться совместно с АЧХ для решения вопроса об устойчивости: если на какой-либо из частот F коэффициент передачи разомкнутого кольца по модулю превысит единицу, а фазовый сдвиг на этой частоте составит π, то произойдет самовозбуждение ФАПЧ.

Одновременно контролировать АЧХ и ФЧХ линейной модели ФАПЧ удобнее при их представлении в форме частотного годографа. Годограф представляет собой кривую на плоскости комплексного коэффициента передачи $W(j\xi)$, которую описывает конец вектора $\dot{W}(j\xi)$ при изменении безразмерной частоты $\xi = 2\pi F\tau$ в пределах от 0 до ∞. По виду годографа $\dot{W}_2(j\xi)$ замкнутой системы авторегулирования можно судить об устойчивости системы и одновременно представлять амплитудные и фазовые соотношения. На рис. 5.17 построены частотные годографы $\dot{W}_2(j\xi)$ для безфильтровой ФАПЧ $k(p) = 1$ (кривая *3*), для фильтра ПИФ с $k_{\text{ПИФ}}(p) = (1 + j \cdot 0{,}05 \cdot 0{,}1\xi) / (1 + j \cdot 0{,}1\xi)$ (кривая *2*) и для астатической ФАПЧ с $k_u(j\xi) = (1 + j \cdot 0{,}1\xi) / [0{,}01 \cdot j\xi(1 + j\xi \cdot 10)]$ (кривая *1*). Для рассмотренных фильтров без учета запаздывания в кольце и импульсного характера регулирования устойчивость обеспечивается, однако по мере приближения к его границе появляются резонансные выбросы АЧХ.

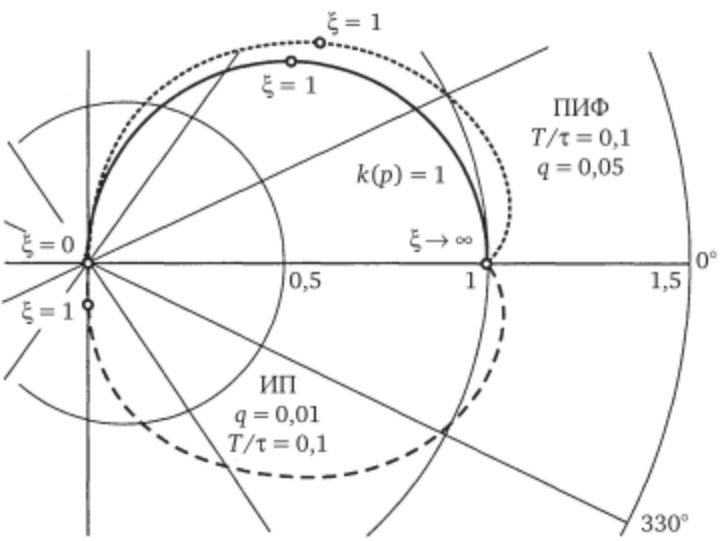


Рис. 5.17. **Частотные годографы линейной модели ФАПЧ с интегрирующим фильтром**

Для реальных устройств формирования сигналов жестко регламентировано допустимое содержание в спектре выходного сигнала сосредоточенных по частоте паразитных спектральных составляющих и уровень шумовых компонент с непрерывным спектром. Причинами появления ПСС являются регулярные импульсные последовательности в фазовом дискриминаторе и ДПКД, процессы квантования по уровням и по времени в цифровых узлах, конечный уровень подавления мешающих комбинационных компонентов на выходе нелинейных узлов: умножителей частоты, смесителей, генератора гармоник, фазового детектора и т. д. Для расчета уровня ПСС рассматривается каждая погрешность технической реализации и используются коэффициенты преобразования возмущения к интересующей точке ССЧ. Ввиду малости возмущений, как правило, можно пользоваться линейными схемами замещения вида (5.16) или (5.17).

5.4. Выбор параметров системы ФАПЧ

Рассмотрим подробнее возможности улучшения свойств ССЧ за счет выбора вида и параметров ГУН, дискриминатора и цепи обратной связи.

Управляемый генератор ГУН в составе ССЧ должен иметь возможность перестройки по частоте в пределах, превышающих граничные частоты ССЧ. Если модуляционная характеристика ГУН достаточно линейная, то в диапазоне частот коэффициент передачи по кольцу авторегулирования меняется слабо и можно улучшить фильтрующие свойства ФАПЧ за счет приближения к границе устойчивости. Паразитная амплитудная модуляция, свойственная ГУН при его перестройке по диапазону частот, может приводить к изменениям выходного напряжения дискриминатора, что эквивалентно вариациям кольцевого усиления и также нежелательно. Одним из важных параметров ГУН является полоса пропускания по цепи управления частотой. Следует иметь в виду, что связанная с этим инерционность включена последовательно с ФНЧ системы ФАПЧ и должна учитываться при расчете устойчивости системы. Уровень спектральной плотности СПМ фазового шума ГУН должен быть достаточно низким в зоне отстроек, важных для разрабатываемой радиоэлектронной системы. Как очевидно из рис. 5.16, при определенной отстройке система ФАПЧ может снизить уровень СПМ вблизи несущей частоты $S_{\varphi}(F)$ на 20…30 дБ.

Используются различные виды фазовых дискриминаторов: балансные или кольцевые диодные схемы, активные аналоговые ФД, разнообразные ИФД, ЧФД. Небалансные схемы ФД в ССЧ не применяются, так как имеют нежелательную чувствительность к вариациям питающих напряжений и амплитудным нестабильностям ОГ и ГУН. Диодные балансные и кольцевые ФД могут использоваться вплоть до частот сравнения сантиметрового и миллиметрового диапазона, что понижает

уровень ПСС; они имеют низкий уровень собственных шумов, не вносят погрешности и инерционности из-за дискретности по времени. Однако они сохраняют повышенную чувствительность к амплитудным вариациям сравниваемых сигналов, их выходной сигнал требует дополнительного усиления по постоянному току. Импульсные схемы выборки-запоминания в качестве ИФД хорошо подавляют спектральные компоненты частоты сравнения.

Если характеристика ФД косинусоидальная, то ее крутизна $F'(\varphi_1) = \cos\varphi_1$ изменяется в пределах полосы синхронизма, имея наибольшее значение в ее середине и уменьшаясь до нуля к краям. Поэтому потенциальные возможности системы ФАПЧ по фильтрации помех реализуются не полностью. Если в ССЧ ставится задача снижения длительности переходного процесса по фазе, то целесообразной формой $F(\varphi)$ является трапецеидальная; при этом для значительной части фазовых рассогласований корректирующее напряжение максимально, что ускоряет процесс установления фазового сдвига. Однако при этом может возникнуть неустойчивость вокруг точки равновесия, приводящая к скачкам фазы между максимальным и минимальным значениями $F(\varphi)$.

Для уменьшения продолжительности процесса установления частоты используют (см. рис. 3.24, *в*) ЧФД, характеристика $F(\varphi)$ которых смещена на $+E$ для положительных расстроек и на $-E$ для отрицательных расстроек. ЧФД позволяет уменьшить число периодов частоты сравнения, за которое устанавливается синхронизм и работает в широком интервале изменения частоты сравнения.

Вид и параметры частотной характеристики ФНЧ выбираются из соображений: подавления нежелательных частотных компонент (помех) на выходе ФД; уменьшения установившейся разности фаз опорного колебания и сигнала ГУН в пределах полосы синхронизма; обеспечения устойчивости процесса автоподстройки фазы; снижения длительности переходного процесса при переключении рабочей частоты.

Использование ПИФ в цепи обратной связи ФАПЧ позволяет улучшить соотношение между уровнями фильтрации внутренних и внешних по отношению к кольцу обратной связи помех. Для уменьшения остаточного расхождения разности фаз сигналов на ФД, т. е. для придания системе ФАПЧ астатических свойств, ФНЧ дополняют схемой «подкачки заряда».

5.5. Расширение функциональных возможностей синтезаторов частот

В рамках ССЧ (см. рис. 5.5) сетка выходных частот при вариации N равномерная с шагом Δ_f, равным частоте сравнения на ФД. Если между источником опорного сигнала с частотой f_0 и входом ФД включен дополнительный ДПКД с коэффициентом деления частоты M, то шаг сетки частот для других значений M может быть сделан более

мелким, что повлечет за собой уменьшение частоты сравнения и соответствующее увеличение длительности переходного процесса. Однако при уменьшении Ду затрудняется фильтрация ближайших к несущей частоте паразитных дискретных компонент спектра, которые отстоят от несущей на величину Δ_f.

По существу обычно величина шага в ССЧ выбирается малой не из-за необходимости перехода с одной частоты на другую в процессе работы, а для обеспечения малой погрешности отклонения от заданного номинала частоты при фиксированной частоте эталонного генератора. В поисках разрешения этого противоречия используют в рамках схемы, представленной на рис. 5.5, так называемый интерполяционный выбор значений коэффициентов деления M и N. Суть его состоит в том, что для каждого нужного значения выходной частоты f подбирают такие сочетания коэффициентов M_i и N_i, чтобы сами их значения были наименьшими и образовывали несократимую дробь, а полученное значение $f(i) = (N_i / M_i)f_э$ отличалось от заданного на допустимую величину. Если при выбранном значении опорной частоты $f_э$ этого сделать для всех нужных частот не удается, то можно изменить опорную частоту, что даст другой набор коэффициентов M и N.

Значения M и N с любой заданной погрешностью находятся с помощью конечной непрерывной (цепной) дроби, дающей аппроксимацию иррационального числа подходящим рациональным. Для этого используется алгоритм Эвклида, представляющий нужное число цепной дробью:

$$M / N = b_0 + \cfrac{1}{b_1 + \cfrac{1}{b_2 + \ldots}}. \qquad (5.18)$$

Вначале следует найти целые числа $b_0, b_1, \ldots, b_m$, затем приведением цепной дроби к общему знаменателю получить значения M и N. Например, для числа $M / N = 1{,}122\ldots$ из формулы (5.18) находим: $b_0 = 1$; $b_1 = 8$; $b_2 = 5$; $b_3 = 13$; $b_4 = 6$; $b_5 = 3\ldots$. Погрешность аппроксимации определяется первым отброшенным членом цепной дроби. Так, для $M / N = 1{,}122\ldots$ получаются подходящие дроби $\frac{46}{41}, \frac{607}{541}, \ldots$, коэффициенты которых и являются нужными значениями M и N. В таком ССЧ длительность процесса установления частоты различна для номеров частотных точек i, приводящих к разным значениям M.

Для более точной установки выходной частоты без уменьшения частоты сравнения применяется схема ССЧ с дробным делением частоты (рис. 5.18). На этой схеме пунктирным прямоугольником выделен узел делителя частоты с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД). В состав ДДПКД входят цифровой накопитель кода фазы с объемом M, счетчик с объемом q и цифровой делитель частоты $:N / (N + 1)$ на N или на $N + 1$ в зависимости от значения управляющего сигнала в точке 4.

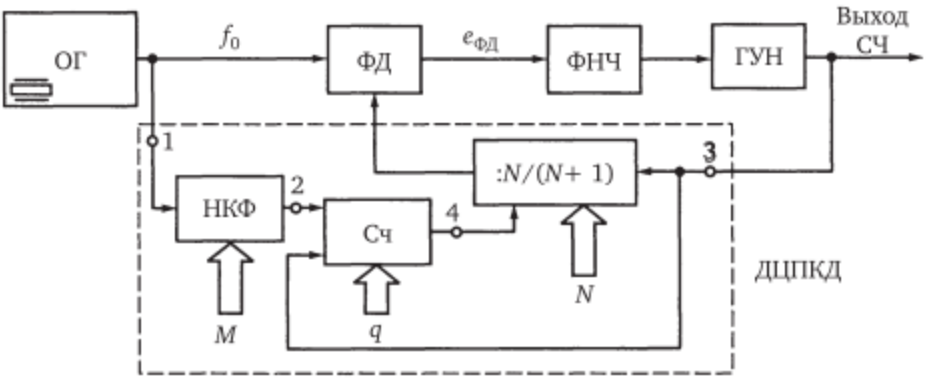


Рис. 5.18. **Структурная схема ССЧ с ФАПЧ, использующая делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления**

Узел ДДПКД работает следующим образом. Допустим, что в некоторый момент времени в накопителе кода фазы и в счетчике записаны нули. Каждый импульс с выхода ГУН поступает одновременно на счетчик и на делитель частоты $:N / (N+ 1)$. Пока число в счетчике не превосходит значение q, выходной сигнал этого счетчика (точка 4) принимает значение «лог. 1», так что коэффициент деления частоты составляет $N + 1$. Для последующих $M - q$ импульсов выходной сигнал счетчика изменяется на «лог. 0», поэтому коэффициент деления принимает значение N. Когда НКФ заполняет свою емкость, т. е. когда на его вход придет M импульсов от ОГ, его выходной импульс переполнения (точка 2) сбрасывает счетчик в исходное состояние и процесс счета начинается вновь.

Таким образом, за M периодов следования импульсов ОГ $M / f_э$ проходит q периодов выходного сигнала с частотой $f / (N + 1)$ и $M - q$ периодов выходного сигнала с частотой f / N. Это логическое условие выражается следующим равенством:

$$\frac{M}{f_э} = q\frac{N+1}{f} + (M-q)\frac{N}{f}.$$

Выразив выходную частоту ССЧ через входную, получим вместо (5.2) следующее соотношение:

$$f = (N + q / M) f_э.$$

Допустим, что выбраны $N = 123$, $M = 10^5$, $q = 45\,678$ и $f_0 = 100$ кГц. Тогда частота на выходе ССЧ составит 12 345 678 Гц и может изменяться с шагом 1 Гц при изменении q. Шаг сетки частот значительно меньше, чем в схеме, представленной на рис. 5.5, так как значение M может составлять $2^6 \ldots 2^{12}$. При этом длительность переходного процесса в кольце ФАПЧ, как и на рис. 5.5, определяется частотой сравнения f_0 / M.

На рис. 5.19 представлен график изменения фазы выходного сигнала во времени для ССЧ с ФАПЧ и дробным делителем частоты (сплошная линия) и среднее значение частоты (пунктирная линия). Синтезатор стабильных частот формирует колебание с заданной средней частотой f в виде последовательности отрезков времени с немного отличающимся интервалом следования: на одном из них выходная частота составляет Nf_0, на другом $(N+1)f_0$. Моменты перехода выходного напряжения ГУН через нуль следуют неравномерно: в группе из q периодов они следуют реже, а в последующей группе из $(M - q)$ периодов — чаще, чем для равномерного закона. Соответственно ошибка по фазе относительно пунктирной линии периодически то увеличивается, то уменьшается.

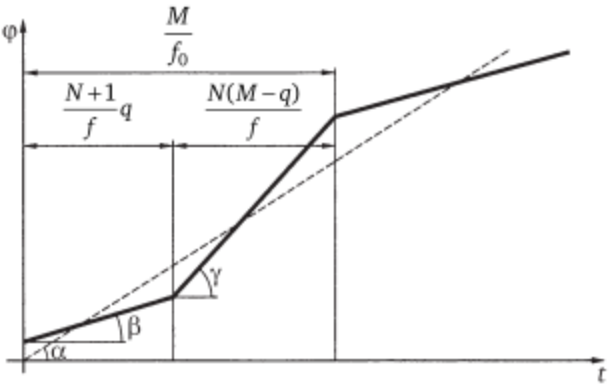


Рис. 5.19. **График изменения фазы выходного сигнала во времени для ССЧ с ФАПЧ и дробным делителем частоты (сплошная линия) и среднее значение частоты (пунктирная линия):**

$$\alpha = \left(N + \frac{q}{M}\right) f_0 t;\ \beta = \frac{ft}{1+N};\ \gamma = \frac{ft}{n}$$

Разработаны технические решения, уменьшающие фазовые ошибки в ССЧ с дробным делителем частоты в кольце ФАПЧ. Одно из них предусматривает, что в ДДПКД используется несколько значений коэффициента деления (например, $N + 1$, N и $N - 1$). Схема управления коэффициентами деления выбирает такие последовательности и интервалы их переключения, при которых среднее квадратическое значение отклонения от пунктирной линии (см. рис. 5.19) будет наименьшим. В некоторых схемах применяют изменение коэффициента деления не на единицу, а на другое целое число. Выбирая его определенным образом, можно также для некоторых коэффициентов деления N уменьшить среднюю квадратическую фазовую погрешность. В схеме с дробным делителем частоты возникают регулярные погрешности из- за неравномерности следования переходов через нуль выходного колебания и соответственно паразитные спектральные составляющие ПСС. Для снижения их пиковой спектральной плотности иногда используют сигма-дельта корректор, который псевдослучайным образом нарушает регулярность

циклов переключения узла $\div N / (N + 1)$, что снижает уровень ПСС. Одно из радикальных решений состоит в том, что на выходе ГУН включается управляемая линия задержки (см. параграф 3.7), а сигнал переключения коэффициента деления подается одновременно на ДПКД и на вход управления УЛЗ. В этом случае можно так подобрать код управления УЛЗ, что положение каждого из дискретных выходных импульсов будет корректироваться до совпадения с желаемым, близким к пунктирной линии.

Стремление увеличить технологичность и управляемость ССЧ привело к разработке полностью цифровых систем фазовой синхронизации, в которых цифровыми методами реализуются все узлы системы ФАПЧ: фазовый детектор, делитель частоты, фильтр нижних частот и управляемый по частоте генератор. В этом случае все сигналы в кольце ФАПЧ являются двухуровневыми, а управляемый генератор представляет собой источник импульсов, интервал следования которых во времени зависит от управляющего кода. Для управления значением выходной частоты в него включают устройство добавления (исключения) импульсов выходной последовательности. Специфической проблемой в таких ССЧ является борьба с фазовыми погрешностями, возникающими из-за неравномерности следования выходных импульсов.

5.6. Интегральные синтезаторы сетки частот

В настоящее время десятки фирм в мире выпускают сотни моделей интегральных схем (ИС), предназначенных для создания ССЧ с ФАПЧ. Наиболее гибкими при выборе параметров ССЧ являются технические решения, в которых раздельно выбираются интегральные схемы для узлов приведения частот эталонного и подстраиваемого генераторов к частоте сравнения; для подстраиваемого генератора ГУН; для дискриминатора и цепи обратной связи. Кроме того, в состав микросборки ССЧ с ФАПЧ могут входить умножитель частоты вне кольца авторегулирования, буферный усилитель мощности, энергонезависимая память параметров, модулятор выходного сигнала.

На рис. 5.20 показана принципиальная схема ССЧ с ФАПЧ диапазона f = 1,5…4,0 ГГц на трех интегральных микросхемах. Опорные колебания с частотой $f_э$ = 5…550 МГц подаются на вход микросхемы приведения и сравнения *ADF*4113. Она включает в себя ЧФД; программируемый делитель частоты в кольце на M = 3…8191; дробный делитель частоты $N / (N + 1)$ на 8 / 9, 16 / 17 или 64 / 65; вспомогательный делитель частоты на A = 1…63; счетчик импульсов объемом R = = 1…16 383; цифроаналоговый преобразователь; интерфейс программирования коэффициентов в последовательном коде; схему индикации выхода из синхронизма. Микросхема M3500-2235 представляет собой широкополосный ГУН, работающий в близком к октавному диапазоне (2250… 3500 МГц). Микросхема операционного усилителя AD820 входит в состав цепи управления. Выходная частота ССЧ задается указанными коэффициентами в виде $f = (NM + A)f_э / R$. Всего реализуется

1,3 · 10^6 частотных точек. Такой синтезатор обеспечивает погрешность установки частоты не более 1 кГц, продолжительность перестройки на другую частоту менее 200 мкс и уровень «белого» фазового шума менее –173 дБ при отстройке на 1 МГц от несущей частоты. В микросхеме *ADF*4113 предусмотрены меры для подавления мертвой зоны ГУН, блокировки единичных импульсных помех, поиска синхронного состояния, снижения до 1 мкА тока потребления в спящем режиме.

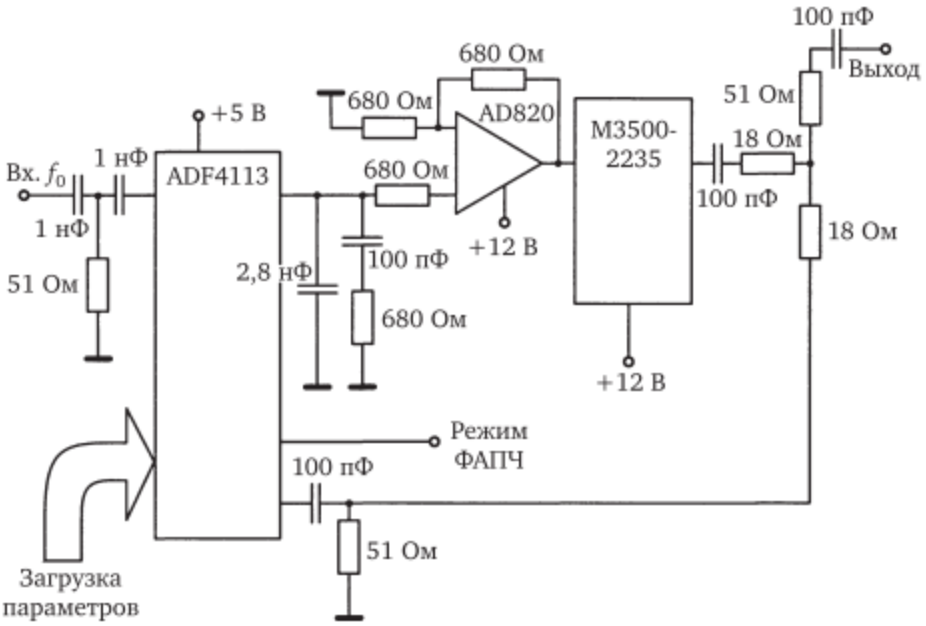


Рис. 5.20. **Принципиальная схема ССЧ с ФАПЧ диапазона (1,5…4,0) ГГц на трех интегральных микросхемах**

В большинстве моделей ИС ФАПЧ формируется выходной сигнал индикации захвата частоты: если напряжение на выходе дискриминатора периодически изменяется, что говорит о режиме биений, то потенциал этой контрольной точки принимает значение логической «1». Предусмотрены средства перехода схемы в спящий режим с малым энергопотреблением, из которого длительность процесса включения в режим работы значительно сокращается. Схема быстрого захвата частоты восстанавливает синхронизацию после единичного срыва. Эта же схема увеличивает ток заряда емкости фильтра во время перехода на другую частоту, что уменьшает продолжительность установления. В микросхемах ФАПЧ с целочисленными коэффициентами деления иногда используется двухмодульный делитель частоты $\div N$ / (N + 1) в кольце ФАПЧ для уменьшения погрешности установки желаемой частоты в отдельных частотных точках при фиксированной частоте опорного сигнала.

При создании СЧ ФАПЧ в диапазоне десятков гигагерц используют предварительные делители частоты ГУН с фиксированным коэффи-

циентом деления в кольце ФАПЧ или широкополосные малошумящие умножители частоты вне кольца ФАПЧ.

В микросхемы ФАПЧ встраивают программируемую по последовательному интерфейсу энергонезависимую память EEP*ROM*. С помощью таких схем памяти заранее настраиваются на выбранные значения коэффициенты деления частоты, параметры модуляции, уровни ограничения и т. д. В некоторых моделях программируются параметры ФНЧ и коэффициент передачи ФД, имеется возможность оперативно изменять полосу синхронизации.

За счет оптимального выбора схемы подкачки заряда в астатической ФАПЧ может быть достигнут уровень среднеквадратической остаточной фазовой погрешности в единицы угловых градусов. Микросхемы ФАПЧ с дробным коэффициентом деления позволяют иметь погрешность установки средней частоты менее сотых долей герца при выходной частоте до 6 ГГц.

Для фирм — производителей ССЧ с дробными делителями частоты проблемой является снижение уровня помех дробности ПСС. Многие из них применяют собственные патентуемые технические решения, направленные на существенное увеличение периода регулярности переключения двухмодульного делителя частоты (стохастизация переключений), в результате чего энергия дискретных компонент распределяется по широкой полосе отстроек. В результате применения дельта-сигма модулятора 3-го порядка в таких схемах получают уровень ПСС не более –60 дБ при отстройках более 100 кГц. На рис. 5.21 показан спектр мощности выходного сигнала ССЧ с ФАПЧ и дробным делителем на частоте 5,3 ГГц.

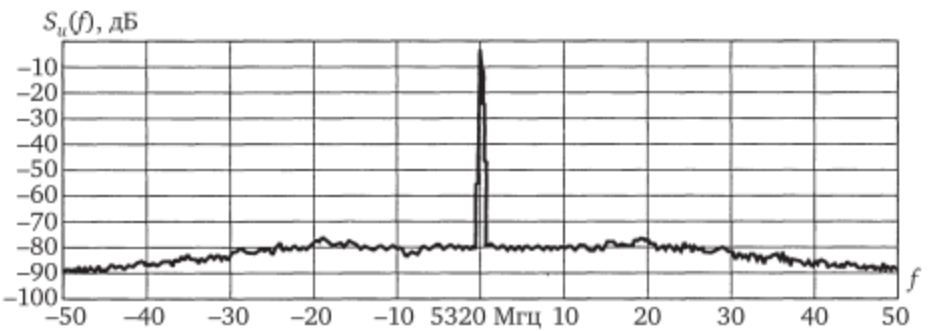


Рис. 5.21. **Спектр мощности выходного сигнала ССЧ с ФАПЧ и дробным делителем на частоте 5,3 ГГц**

Ряд производителей выпускает модели синтезаторов, в которые включены одна или две схемы ФАПЧ радиочастотного диапазона и дополнительная ФАПЧ на промежуточной частоте. Использование единого опорного колебания в нескольких ССЧ обеспечивает возможность когерентной обработки сигналов цифровой радиосвязи. Например, в ССЧ на базе микросхемы *PE*3293 (рис. 5.22) из опорного колеба-

ния с частотой 50 МГц синтезируются когерентные сигналы стабильных частот f_{RF} = 300…1800 МГц и f_{IF} = 45…550 МГц. ССЧ включает в себя микросхему *PE*3293 (обведена пунктирной линией), два внешних ГУН и два ФНЧ. Встроенный регистр последовательного интерфейса (ПИ) сохраняет значения установленных параметров. Число дискретных значений средней частоты по каждому из выходов достигает $4{,}7 \cdot 10^7$. Ошибки дробности в кольцах ФАПЧ компенсируются с помощью узлов Корр, меняющих параметры схем подкачки (СП). Мультиплексор формирует сигнал контроля синхронизма (КС).

Модель ССЧ на микросхеме *CX*72300 представляет собой сдвоенный синтезатор — модулятор с встроенным опорным кварцевым генератором. Вводом 12-разрядного управляющего слова можно установить в нем режим фиксированной частоты с 262 144 дискретными значениями или режимы бинарной, многоуровневой, квадратурной и других видов манипуляции частоты.

Интересное решение для формирования с помощью ФАПЧ вторичного опорного источника фиксированной частоты с предельно малым уровнем фазового шума представлено на рис. 5.23. Здесь с помощью интегральной микросхемы *PE*3341 организуется ФАПЧ управляемого (по частоте) кварцевого генератора (УКГ) типа *OP*4005*B* на частоте f = 622,08 МГц по опорным колебаниям прецизионного термокомпенсированного кварцевого генератора фиксированной частоты ТККГ типа *OSC*-3*BO*-19,44 с частотой f_0 = 19,44 МГц. В такой схеме достигнута суммарная фазовая погрешность $\Delta\varphi_{СКО} = 0{,}023°$ в полосе отстроек от F_1 = 100 Гц до F_2 = 80 МГц, что на 5…10 дБ меньше, чем для других опорных источников этого диапазона.

Значительные перспективы имеют комбинированные синтезаторы, когда в одном корпусе ИС размещены ЦВС и основные узлы СЧ ФАПЧ (см. параграф 4.6). ЦВС можно включать в качестве делителя тактовой частоты с программируемым коэффициентом деления или использовать в качестве управляемого делителя частоты внутри кольца ФАПЧ между ГУН и ЧФД. При этом средняя частота и параметры модуляции устанавливаются с высокой точностью и мелким шагом в диапазоне частот ГУН. Узел ЦВС может выполнять также функции дробного делителя частоты в кольце ФАПЧ.

Для массовой аппаратуры выпускаются полностью интегральные ССЧ ФАПЧ со встроенным ГУН, схемой приведения, дискриминатором, фильтром, схемой управления, программирования и запоминания параметров. В ряде случаев в интегральный ССЧ встраивается также схема опорного автогенератора, которая требует подключения лишь внешнего кварцевого резонатора. Применение однокристалльного ССЧ заметно упрощает монтажную схему и настройку. На рис. 5.24 представлена принципиальная схема двухдиапазонного однокристалльного ССЧ на ИС типа *LMX*2525, которая требует минимального числа вспомогательных и блокировочных элементов поверхностного монтажа. Внешняя индуктивность *L* подключается при необходимости изменения средней частоты одного из двух встроенных ГУН.

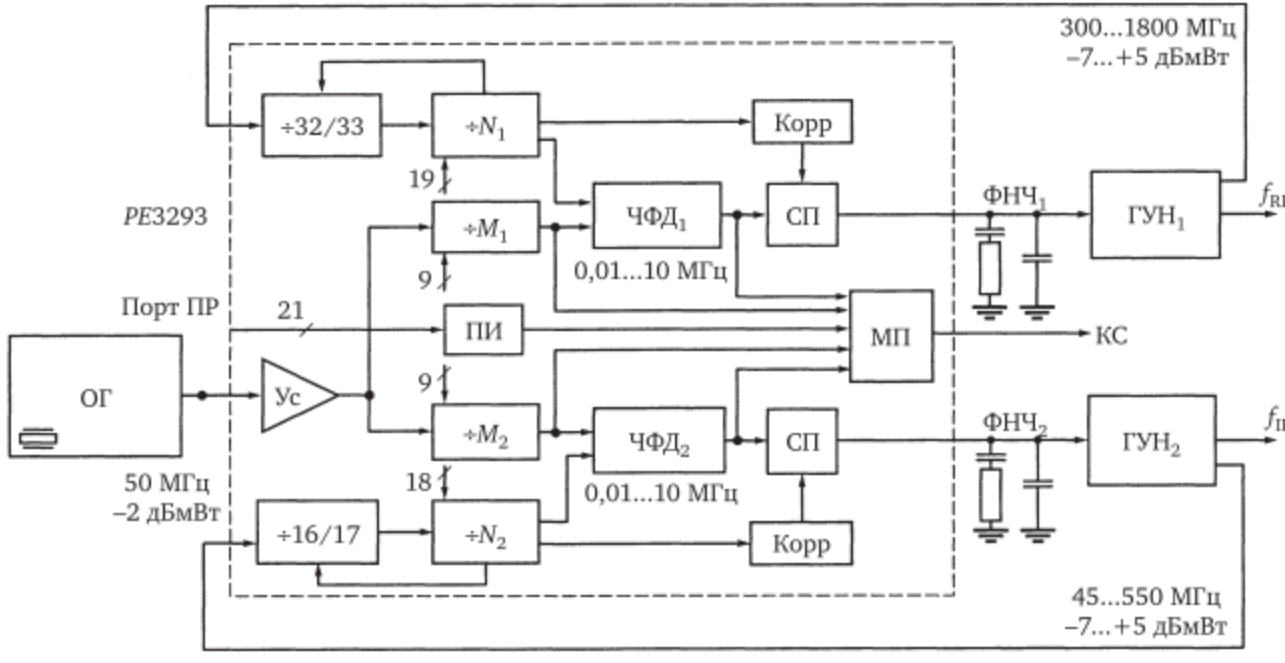


Рис. 5.22. **Схема ССЧ с ФАПЧ, формирующая два когерентных сигнала сверхвысокой и промежуточной частоты синхронизируемых по фазе от одного источника опорных колебаний:**

ПР — параллельный интерфейс

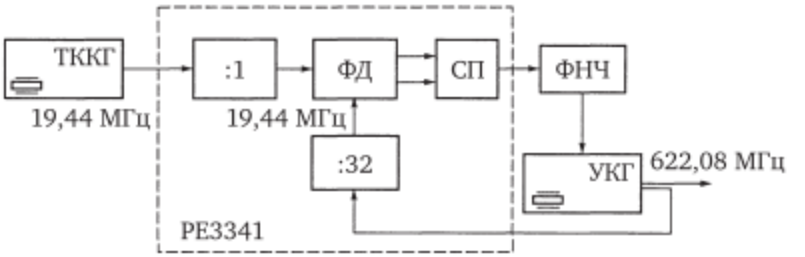


Рис. 5.23. **Структурная схема, включающая в себя интегральную микросхему *PE*3341 для умножения частоты опорного кварцевого генератора в 32 раза**

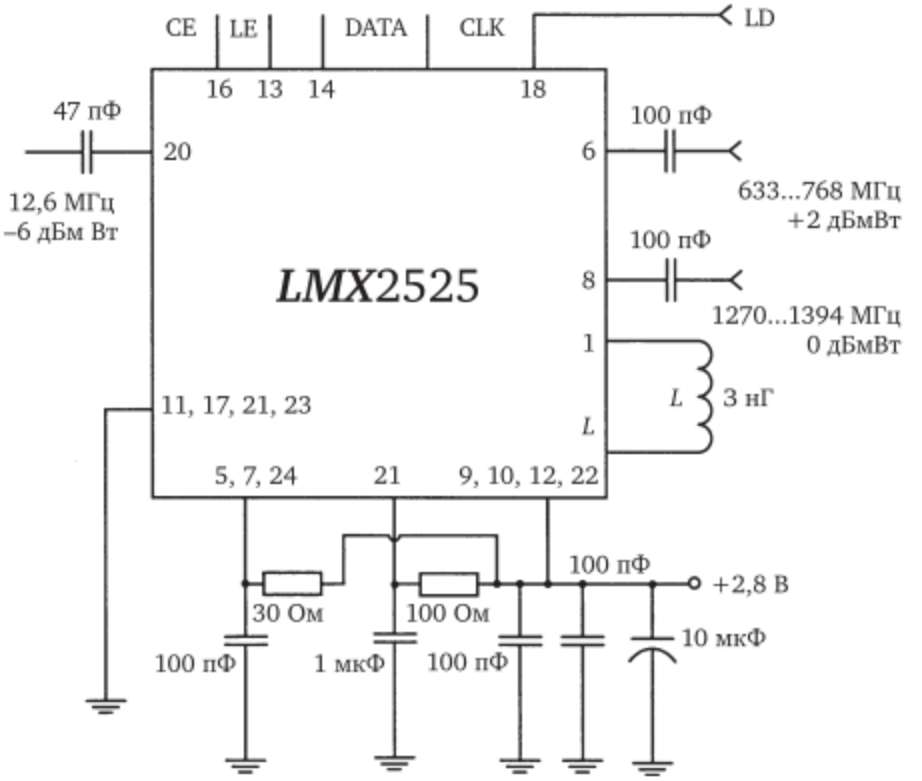


Рис. 5.24. **Принципиальная схема двухдиапазонного однокристалльного ССЧ на ИС типа *LMX*2525**

ССЧ с широкой полосой перестройки (до октавы) включают в себя встроенный автоматический регулятор усиления по цепи обратной связи ФАПЧ. В них предусмотрена возможность работы с внешним кварцевым резонатором на опорную частоту.

Для защиты интегральных ССЧ от нестабильности нагрузки и одновременного повышения выходной мощности в микросхеме *HFS*-5040-01 используется буферный усилитель сигнала ГУН. Такой же эффект достигается при использовании умножителя частоты вне кольца ФАПЧ.

Синтезатор на микросхеме *MTS*2000-*DS* отличается малым шагом установки частоты 1 Гц в октавном диапазоне частот 1…2 ГГц. При этом скорость перестройки с одной частоты на другую не превышает 2 мс.

В микросхеме *Si*4133*W* организовано три кольца ФАПЧ со встроенными ГУН и ФНЧ. Два радиочастотных сигнала с частотами f_{RF1} = = 2,3…2,5 ГГц и f_{RF2} = 0,75…1,65 ГГц могут подключаться на первый выход программно, а сигнал с частотой f_{IF} = 62,5…1000 МГц подключен постоянно ко второму выходу. Среднюю частоту сигнала *RF*2 можно корректировать подключением внешней индуктивности. Шаг по частоте в 10^5 раз меньше, чем частота сравнения, которая может изменяться в широком диапазоне. Однако длительность переходного процесса по частоте не превышает 200 мкс. Синтезатор имеет уровень высших гармоник менее –28 дБ, а уровень ближайших ПСС при отстройке 150 кГц не более –60 дБ; интегральная фазовая ошибка в полосе от 100 Гц до 1 МГц составляет 1,7° для радиочастотных выходов и 0,7° для выхода на промежуточной частоте.

За счет включения на выходе ССЧ ФАПЧ широкополосного малошумящего умножителя частоты вне кольца ФАПЧ можно в несколько раз повысить частоту выходного сигнала, а функции стабилизации и управления реализовать с помощью более простого ССЧ на пониженных частотах. Другой вариант построения ССЧ в диапазоне десятков гигагерц состоит в применении высокочастотного ГУН и предварительного делителя частоты с фиксированным коэффициентом деления в 4 или 8 раз.

В табл. 5.1 представлены параметры интегральных схем приведения и однокристалльных синтезаторов сетки частот с ФАПЧ. Схема приведения включает в себя цифровые делители частоты, дискриминатор и схему управления цепью обратной связи, поэтому для этих моделей в графе $S_\varphi(F)$ не указан параметр, характеризующий уровень СПМ фазовых флуктуаций ГУН, охваченного системой ФАПЧ. В указанных моделях предусмотрен удвоенный комплект узлов систем ФАПЧ, позволяющий формировать в одном схемном решении два колебания с разными частотами, когерентных колебаниям общего опорного генератора. Это необходимо либо для совмещенных приемопередающих устройств формирования и обработки, либо для когерентного двойного преобразования частоты. В модели *ADF*4213 в рамках системы ФАПЧ с целочисленным коэффициентом деления использован двухмодульный делитель частоты между ГУН и ФД, что дает возможность уменьшить погрешность установки номинала частоты при фиксированной частоте опорного генератора. Модель *PE*3293 отличается использованием дробного делителя частоты, что значительно снижает погрешность установки средней номинальной частоты; сопутствующие такому техническому решению проблемы повышенного уровня ПСС из-за помех дробности решаются встроенной схемой сигма-дельта-корректора.

Таблица 5.1

Параметры интегральных схем приведения и однокристалльных синтезаторов сетки частот с ФАПЧ

Тип схемы	ГУН		Опорное колебание		Максимальная частота сравнения $f_{ср\ max}$, МГц	Спектральная плотность мощности фазового шума S_φ при отстройке 100 кГц, дБн/Гц	Напряжение источника питания E_0, В	Модель, сайт
	диапазон частот $f_г$, ГГц	мощность $P_г$, дБмВт	диапазон частот $f_{оп\ max}$, МГц	мощность $P_{оп}$, дБмВт				
Дв; ДМ	0,2…3	–10…0	115	–5…0	55	—	5	*ADF*4213, www.analog.com
Дв; ДД	0,3…1,8	–7…5	50	10	10	—	3	*PE*3293, www.peregrine-semi.cor
Дв; Кв; АМ; РПС	0,4…6,1	0…5	50	—	25	—	3	*CX*72302, www.skyworksinc.com
ОП; СБЗ	1…2	10	10	10	10	–110	5; 20	*MTS*2000-*DS*, www.synergymewave.com
Дв	1…5	–15…0	256	–5…0	10	—	3	*LMX*2434, www.national.com
Тр	2,3…2,5	–12…1	20	10	0,25	–115	3,3	*Si*4133, www.silabs.com
БУ	11,8…12,6	13	125	–5…0	25	–115	15	*PLYIG*-12600-01, www.emresearch.com

Примечание. Дв — с двойным комплектом схем приведения; ДМ — с двухмодульным целочисленным делителем частоты; ДД — с дробным делителем частоты; Кв — с встроенным опорным автогенератором для внешнего кварцевого резонатора; АМ — с цифровым амплитудным модулятором; РПС — с цифровым регулятором полосы синхронизма; ОП — с октавным диапазоном перестройки частоты; СБЗ — со схемой быстрого поиска и захвата частоты; Тр — три системы ФАПЧ с раздельными параметрами; БУ — с встроенным буферным усилителем.

Длительность переходного процесса при переключении частоты различается для точек дискретной сетки частот, поскольку частота сравнения не фиксирована, а в таблице указано ее наибольшее значение. В модели *CX*72302 встроена схема опорного генератора, поэтому к ней достаточно подключить кварцевый резонатор с нужным номиналом резонансной частоты. Кроме того, она отличается наличием цифровых регуляторов выходной мощности и ширины полосы синхронизма. Среди однокристалльных синтезаторов сетки частот с ФАПЧ можно выделить модель *MTS*2000-*DS*, в которой предусмотрена цифровая перестройка стабильной выходной частоты в пределах октавы $k_f = 2$. Упоминавшаяся выше микросхема *Si*4133 содержит три кольца ФАПЧ, работающих от общего опорного генератора. Серия интегральных синтезаторов с монотонной перестройкой дискретных стабильных частот сантиметрового диапазона длин волн с помощью ЖИГ-резонаторов представлена моделью *PLYIG*-12600-01, которая отличается малым временем перестройки с одной частоты на другую и встроенным буферным усилителем мощности, ослабляющим влияние рассогласования импеданса нагрузки на параметры выходного колебания.

Контрольные вопросы

1. В чем заключаются преимущества и недостатки пассивных синтезаторов частот?
2. Как связаны шаг перестройки и длительность переходного процесса в пассивном синтезаторе частот?
3. Как выбирается полоса пропускания фильтра нижних частот в схеме синтезатора сетки частот с фильтрацией дискретных компонентов системой фазовой автоподстройки частоты?
4. Как оценивается время перестройки частоты на соседнее дискретное значение в синтезаторе с делителем частоты в кольце ФАПЧ?
5. За счет чего в синтезаторе сетки частот с дробным делителем частоты уменьшается шаг сетки частот?
6. Как выбираются числовые значения коэффициентов деления частоты в синтезаторах с ФАПЧ?
7. Какие меры принимаются для снижения уровня паразитных спектральных компонент на выходе дробного синтезатора частот?
8. Для чего используются в синтезаторах стабильных частот широкополосные умножители и делители частоты?
9. Какие меры принимаются для уменьшения времени перестройки синтезатора частот с ФАПЧ с одной частоты на другую?
10. В какой зоне отстроек от несущей частоты СЧ с ФАПЧ снижает СПМ фазовых шумов ГУН?
11. От чего зависит отношение полосы захвата к полосе удержания?
12. Какие функциональные возможности предусмотрены в серийных интегральных СЧ с ФАПЧ?

Глава 6
ФОРМИРОВАНИЕ МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ СО СТАБИЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

6.1. Требования к параметрам сигналов

При решении измерительных, локационных, навигационных задач, при передаче информации в узкополосных системах используется модуляция параметров — амплитуды $U(t)$, частоты $F(t)$ и (или) фазы $\Phi(t)$ — гармонического колебания с несущей частотой $f_{нес}$ и начальной фазой φ_0, которое можно в этом случае записать в виде

$$u(t) = U(t)\sin\left\{2\pi\int_0^t \left[f_{нес} + F(t)\right]dt + \varphi_0 + \Phi(t)\right\}. \qquad (6.1)$$

В результате модуляции спектр Фурье $\dot{S}_u(f)$ процесса (6.1) будет содержать основную модуляционную часть шириной $2\Delta_м$ и внеполосные модуляционные компоненты за границами занимаемой полосы частот. Исходя из требований электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств максимальный уровень ВМИ нормируется международными соглашениями и национальными регламентами в области распределения электромагнитного спектра. Для модулированного сигнала величина $2\Delta_м$ мала по сравнению с несущей частотой, так что выполняется условие

$$2\Delta_м << f_{нес}. \qquad (6\text{-}2)$$

В настоящее время расширяется использование сверхширокополосных радиосигналов, для которых условие узкополосности (6.2) не выполняется. Устройства формирования таких сигналов рассмотрены в гл. 7.

Различают амплитудную (в том числе, импульсную) и угловую модуляцию. Различие между модуляцией частоты $F(t)$ и модуляцией фазы состоит лишь в том, какой параметр колебания (6.1) пропорционален передаваемому сообщению — фаза $\Phi(t)$ или интеграл от нее $F(t) = (1/2\pi)\int_0^t \Phi(t)dt$. Допустимые погрешности сформированного сигнала по фазе $\varepsilon(t)$ однозначно связаны с частотной погрешностью

$v(t) = d\varepsilon(t) / dt$. В дальнейшем, говоря о частотно-модулированных сигналах, будем подразумевать обобщенную угловую модуляцию. Если информационный параметр меняется скачкообразно, то говорят о манипуляции параметров колебания, т. е. о формировании фазоманипулированных или частотно-манипулированных сигналов.

Технические требования к параметрам устройств формирования модулированных колебаний определяются компромиссом между: показателями функционирования согласованной с передатчиком системы приема и обработки данных с учетом условий распространения радиосигнала и помеховой обстановки в месте приема; уровнем помех другим РЭС, использующим эту же полосу частот.

Допустимый уровень погрешностей формируемого сигнала, приведенных к отклонениям от нужного закона изменения фазы, определяется базовыми параметрами использованного сигнала и способом его обработки. Пусть, например, формируется сигнал с линейной частотной модуляцией, фаза которого изменяется по закону, близкому к квадратичному,

$$\Psi(t) = 2\pi f_0 t + \beta_0 t^2 / 2 + \varepsilon(t);\ 0 \le t \le T, \tag{6.3}$$

где f_0 — начальная частота; β_0 — скорость модуляции частоты.

Скорость модуляции частоты определяется по формуле

$$\beta_0 = 2\pi W / T,$$

где W — девиация частоты; T — длительность модуляции.

При согласованной дисперсионной обработке такого сигнала искажения выходного сигнала приемника будут незначительными, если абсолютные фазовые отклонения при формировании не превосходят 10°. Это означает, что допустимая относительная фазовая погрешность формирования $|\varepsilon(t)|_{доп}$ обратно пропорциональна базе сигнала

$$|\varepsilon(t)|_{доп} \le 1 / \pi B;\ B = WT.$$

Если при этом база сигнала составляет $B = 10^3$, то допустимая фазовая погрешность не превосходит нескольких единиц 5-го десятичного разряда $|\varepsilon(t)|_{доп} \le 5 \cdot 10^{-5}$.

6.2. Формирование ЧМ-колебаний со стабильной несущей частотой

Простейшее устройство формирования ЧМ-сигнала может быть выполнено на основе управляемого напряжением по частоте автогенератора ГУН с генератором модулирующего напряжения (ГМН) на входе прямого управления частотой. Однако в такой схеме нет возможности установить начальную фазу сигнала, стабилизировать частоту несущего колебания и параметры модуляции. Аналоговые ГМН не позволяют

получить величину погрешностей формирования сигнала $e_y(t)$ менее, чем несколько процентов от его размаха e_{max}, а отклонения от линейности модуляционной характеристики ГУН в зависимости от величины относительной перестройки частоты составляют от единиц до десятков процентов по отношению к наибольшей девиации частоты. Поэтому такая схема используется лишь при требованиях к относительной стабильности параметров сигнала, не превышающих $(1...5) \cdot 10^{-3}$.

Если взамен ГУН и ГМН использован цифровой вычислительный синтезатор (см. гл. 4), то стабильность частоты и закона модуляции определяется стабильностью частоты опорного тактового генератора, а номинал несущей частоты устанавливается с высокой точностью цифровым кодом. В серийных моделях ЦВС предусмотрена возможность цифрового формирования ЛЧМ-сигнала вводом кода скорости ЛЧМ. Однако такое техническое решение может быть использовано только для формирования ЛЧМ- или ЧМ-сигналов с максимальной частотой, не превышающей половины частоты тактирования, т. е. менее 150...400 МГц.

Использование косвенного способа формирования ЧМ-сигнала изменением выходной фазы позволяет стабилизировать несущую частоту f_0 при произвольном законе ЧМ в широком диапазоне частот. Структурная схема такого устройства показана на рис. 6.1. Здесь начальная частота ЧМ-сигнала f_0 задается высокостабильным ОГ, а управляемый фазовый модулятор (УФМ) (см. параграф 3.7) корректирует закон изменения фазы выходного сигнала во времени. Если предположить, что модуляционная характеристика УФМ линейна (см. рис. 3.30), то фазовый сдвиг $\varphi(e_y)$ в УФМ пропорционален управляющему напряжению:

$$\varphi(e_y) = S_\varphi e_y,$$

где S_φ — крутизна управления УФМ, рад/В.

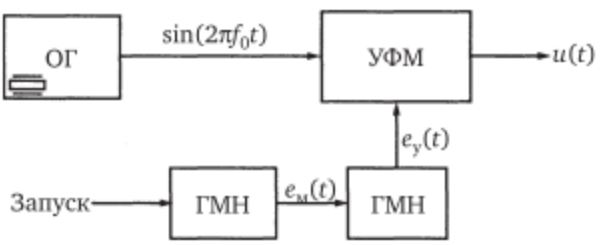


Рис. 6.1. **Структурная схема формирования ЧМ-сигнала с помощью модуляции фазы**

Если интегратор на входе УФМ имеет скорость интегрирования $S_и$, В/с, то частота выходного сигнала $u(t)$ будет пропорциональна модулирующему напряжению $f(t) = f_0 + (1 / 2\pi)S_и S_\varphi e_м(t)$.

Основные ограничения способа косвенной ЧМ (см. рис. 6.1) связаны с реализуемой в УФМ максимальной девиацией фазового сдвига Φ_{max}.

Например, при формировании ЛЧМ-сигнала вида (6.3) за время модуляции T наибольшая девиация фазы должна составить $\Phi_{max} = \pi B$ рад. Узел УФМ (см. рис. 3.30) позволяет изменять фазу на ± 1 рад. Поэтому модуляторы фазы УФМ обычно включают на входе цепочки умножителей частоты в m раз: понижение несущей частоты УФМ по сравнению с выходной облегчает ее стабилизацию по кварцу при помощи опорного генератора, а понижение в это же число раз девиации частоты и фазы позволяет снизить требования к наибольшей девиации фазы в УФМ.

При помощи двух модуляторов и смесителя на выходе (рис. 6.2) можно увеличить в 2 раза девиацию частоты выходного колебания и значительно увеличить относительную глубину ЧМ. На рис. 6.2 ЧМГ1 и ЧМГ2 представляют собой узлы косвенной ЧМ вида, представленного на рис. 6.1, выходная частота которых составляет $f_1 + \Delta_1(t)$ и $f_2 - \Delta_2(t)$ соответственно, а знак изменения частоты противоположен. Полосовой фильтр на выходе смесителя настроен на разностную частоту $F = f_1 - f_2$. Несущая частота выходного сигнала снижается, а девиация частоты увеличивается вдвое по сравнению с одиночным модулятором.

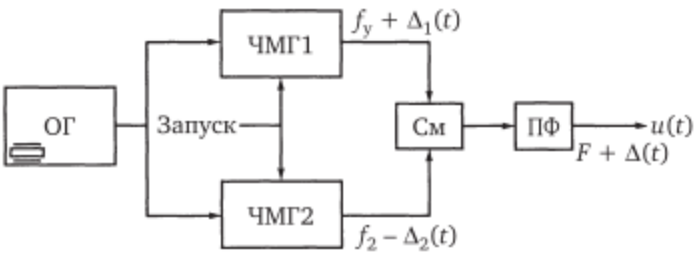


Рис. 6.2. **Структурная схема увеличения девиации частоты и индекса ЧМ:**

$$F = f_1 - f_2;\ \Delta(t) = \Delta_1(t) + \Delta_2(t)$$

Ограничения на девиацию фазы практически исчезают, если вместо УФМ использовано устройство управляемой временной задержки (УВЗ), например в виде коммутируемой линии передачи, схема которой показана на рис. 3.31. Наибольший фазовый сдвиг $\Phi_{max} = \omega L / \vartheta_ф$ здесь определяется длиной L отрезка линии передачи с фазовой скоростью $\vartheta_ф$. Однако управление фазовым сдвигом должно осуществляться изменениями кода УВЗ в темпе процесса модуляции, а число разрядов должно быть достаточно большим.

Если требуемый закон ЧМ можно представить в виде последовательных отрезков с линейным изменением частоты, то в схеме, представленной на рис. 6.2, можно снизить требования к линейности модуляционной характеристики ЧМГ и к девиации частоты на его выходе, применив в качестве ЧМГ2 генератор ступенчатой ЧМ — переключаемый синтезатор сетки частот с шагом по частоте W_1. Если число ступеней шага равно n, то за время nT_1 суммарная девиация составит $W = nW_1$, а суммарная база сигнала увеличится в n^2 раз: $B = n^2B_1$. Для такого варианта модулятора целесообразно синхронизировать момент

запуска модуляции с переходами мгновенного значения выходных колебаний ЧМГ1 и ЧМГ2 через нуль, выбрать начальную частоту обратно пропорциональной длительности подимпульса ($f_1 = 1/2^n T_1$), а парциальную базу выбрать равной

$$B_1 = W_1 T_1 = 2m,$$

где n и m — целые числа.

В этом случае за время каждого подимпульса ЧМ фазы генераторов ЧМГ1 и ЧМГ2 будут изменяться на целое число периодов и переходные процессы на выходе при скачках частоты ЧМГ2 будут минимальными.

Для снижения требований к максимальной девиации фазы УФМ можно использовать смещение средней частоты $f_{ср}$, по отношению к частоте в момент начала модуляции f_0 (рис. 6.3). Например, для ЛЧМ сигнала с девиацией частоты от $f_н$ до $f_н + W$ за время T при начальной частоте, совпадающей с нижней частотой ($f_0 = f_н$), необходимая девиация фазы $\Phi_{max} = \pi B$. Однако если выбрать начальную частоту в середине частотной полосы $f_0 = f_н + W / 2$, то необходимая девиация фазы уменьшится в 4 раза: $\Phi_{lmax} = \pi B / 4$. Управляющее напряжение УФМ $e_у(t)$ при этом должно вначале уменьшаться от Φ_{lmax} до нуля, а затем вновь возрастать до Φ_{lmax} (пунктирная линия на рис. 6.3). Другой технический прием для уменьшения наибольшей девиации фазы состоит в скачкообразном изменении управляющего напряжения, когда фаза плавно изменилась на целое число периодов (сплошная линия на рис. 6.3).

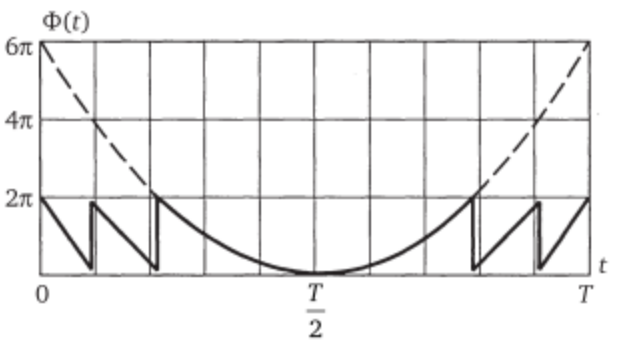


Рис. 6.3. **График формирования ЧМ-сигнала при ограниченной девиации фазы**

Сигнал с быстрой ЛЧМ может быть сформирован в структуре ЦВС с двумя накопительными сумматорами (см. рис. 4.7), где в регистре схемы управления записан код скорости модуляции $k_β$. Если необходимо формировать более сложную зависимость $F(t)$ при непрерывной фазе выходного сигнала, то надо менять значения $k_β(i)$ в процессе модуляции, что приводит к значительному увеличению ее длительности T. Повысить в 3 или 5 раз выходную частоту и девиацию ЧМ можно, включив на выходе НКФ делитель частоты переполнения и ПФ, как на рис. 4.9. Полосу пропускания блока ПФ при этом надо настроить

на частоты, в нечетное число раз более высокие, чем в базовой схеме, представленной на рис. 4.7.

Код фазы $k_\varphi(n)$ на выходе НКФ в тактовые моменты времени $i = 1, 2, \ldots, N$ изменяется по закону

$$k_\varphi(n) = \sum_{i=1}^{N}\left[k_{f0} + \sum_{i=1}^{N} k_\beta\right] - N\mathrm{ent}\left\{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left[k_{f0} + \sum_{i=1}^{N} k_\beta\right]\right\},$$

график которого представлен на рис. 6.4. Моменты времени, в которые НКФ переполняется, соответствуют изменению фазы выходного ЛЧМ-колебания на π. После ДЧ выходное ЛЧМ-колебание $u(t)$ имеет двухуровневую форму. Спектр такого колебания (рис. 6.5) имеет несколько частотных полос, основная из которых расположена вблизи средней частоты сигнала f_0 и имеет ширину порядка девиации частоты W. Другие частотные полосы соответствуют нечетным гармоникам этого сигнала, расположены вблизи частот $3f_0$, $5f_0$, …, имеют ширину соответственно $3W$, $5W$, …. Если фильтр ПФ настроен на вторую частотную полосу, то выходная частота гармонического ЛЧМ-сигнала будет меняться по закону $f(t) = 3f_0 + (3W / T)t$. Для того чтобы соседние частотные полосы не перекрывались, необходимо ограничить девиацию частоты условием $W < (f_0 / 4)$ при выделении третьей гармоники.

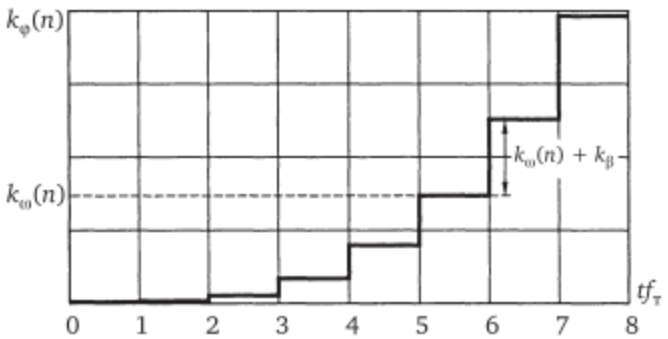


Рис. 6.4. **График изменения кода фазы при формировании ЧМ-сигнала в ЦВС**

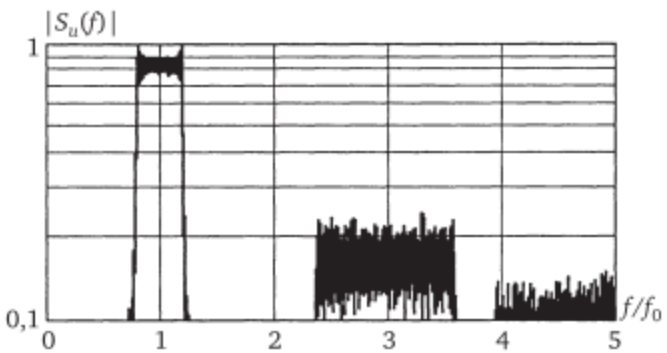


Рис. 6.5. **График спектральной плотности ЛЧМ-сигнала с несущим колебанием прямоугольной формы**

Сигнал с ЧМ при стабилизированной несущей частоте может быть сформирован в схеме с ГУН, охваченным кольцом ФАПЧ, показанной на рис. 5.4, если модулирующее частоту напряжение подключить на вход сумматора в качестве ДД), а граничную частоту полосы пропускания ФНЧ выбрать ниже минимальной частоты спектра модулирующего колебания. В этом случае система ФАПЧ отрабатывает и компенсирует медленные собственные нестабильности ГУН и схемы управления, а для более быстрых изменений управляющего напряжения ГУН, соответствующих спектру модулирующего сигнала, цепь обратной связи оказывается разомкнутой и подавления ЧМ не происходит.

Для формирования ЧМ-сигнала могут использоваться пассивные линейные цепи с нелинейной дисперсионной характеристикой — дисперсионные линии задержки (ДЛЗ). Если зависимость времени задержки сигнала от частоты $\tau(f)$ в выбранном частотном диапазоне обратна желаемому закону модуляции частоты от времени $F(t)$, то при ее возбуждении коротким видео- или радиоимпульсом с постоянной частотой заполнения выходной сигнал имеет нужный закон ЧМ. Дисперсионные цепи такого вида проектируются и выполняются обычно на основе техники поверхностных акустических волн, дисперсионных волноводов или неэквидистантных многоэлементных антенн. Недостатки таких схем связаны с потерями на преобразование электрического сигнала в акустическую волну и обратно в ПАВ, невозможностью коррекции и управления параметрами ЧМ-сигнала после изготовления ДЛЗ, ограничениями на наибольшие девиацию частоты и длительность модуляции, паразитной амплитудной модуляцией и конечной реакцией цепи за пределами расчетной длительности T. Стабильность средней частоты модулированного сигнала, сформированного в ДЛЗ, определяется свойствами материала, из которого изготавливается такая линия. Обычно это пьезокварц, стабильность задержки во времени в котором достаточно высокая, если приняты дополнительные меры по стабилизации температуры этого узла. Технические решения с ДЛЗ имеют ограничения по девиации частоты до 100…200 МГц из-за влияния технологических погрешностей.

6.3. Стабилизация параметров модуляции

Требования к стабильности параметров модуляции могут быть достаточно высокими, сравнимыми по жесткости с требованиями к стабильности средней частоты (см. параграф 6.1), поэтому разрабатываются схемы, способные контролировать и стабилизировать именно параметры закона ЧМ.

В рамках ЦВС высокая стабильность параметров формы несущего колебания, частоты его повторения и статических значений параметров обеспечена стабильностью частоты опорного генератора и достаточной разрядностью регистров амплитуды, фазы, частоты и скоро-

сти ЛЧМ (см. рис. 4.15). В некоторых моделях интегральных ЦВС (см. параграф 4.5) введены регистры частотного профиля ЧМ, в которых записывается массив значений кода частоты. Однако выходная частота ЦВС ограничена возможностями тактирования, а скорость модуляции параметров лимитирована возможностями изменения соответствующих кодов в темпе процесса модуляции.

Для формирования сигналов с заданным нелинейным законом ЧМ при перестройке частоты от октавы до нескольких декад может использоваться схема, представленная на рис. 6.6. В ней последовательное соединение ЦАП и ГУН представляет собой аналоговый источник гармонических колебаний $u(t)$ с частотой, управляемой кодом $k_y(t_i)$ на входе ЦАП. На выходе формирователя импульсов (ФИ) появляются короткие импульсы в моменты времени t_i при каждом переходе выходного ЧМ-сигнала $u(t)$ через нуль.

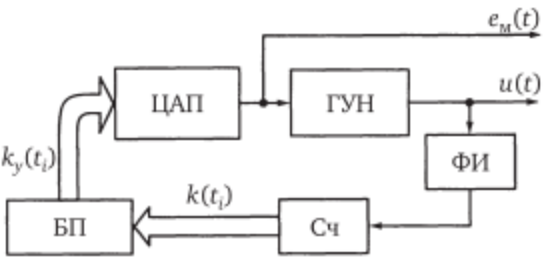


Рис. 6.6. **Структурная схема цифрового формирования ЧМ-сигнала $u(t)$ и когерентного ему модулирующего колебания $e_м(t)$**

Таким образом, ансамбль значений $\{\pi t_i\}$ представляет собой совокупность отсчетов фазы $\Phi(i)$ выходного квазигармонического колебания $u(t)$, взятых в неравноотстоящие моменты времени t_i, когда фаза изменяется на π. Число $k(t_i)$, записанное в асинхронном адресном счетчике, представляет собой номер каждого такого отсчета, начиная с момента начала модуляции, совпадающего со сбросом счетчика в нуль. При использовании в нем л двоичных разрядов наибольший адрес в счетчике составляет: $M = 2n - 1$, так что $0 < k(t_i) < M$. В блоке памяти (БП) каждому адресу $k(t_i)$ ставится в соответствие выходной код $k_y(t_i)$, поступающий через ЦАП на вход управления частотой ГУН. Высокочастотный выходной ЧМ-сигнал $u(t)$ и модулирующий выходной сигнал $e_м(t)$ изменяются синхронно и когерентно. Эта схема не содержит опорного тактового генератора и стабилизирует форму $e_м(t)$, которой пропорциональна частота ГУН, а не среднее значение частоты.

Рассмотрим подробнее схему, представленную рис. 6.6. Будем считать, что модуляционная характеристика ГУН линейна, т. е. частота колебаний ГУН $F(t_i)$ связана с кодом $k_y(t_i)$ соотношением

$$F(t_i) = F_0 + Sk_y(t_i) / M,$$

где F_0 — начальная частота; S — постоянный множитель, Гц.

Частота сигнала на выходе ГУН $F(t) = (1 / 2\pi)d\Phi(t) / dt$ пропорциональна дискретным значениям фазы $\Phi(t)$. Считая время непрерывным, можно записать следующее уравнение для определения закона изменения фазы:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = 2\pi S\Psi\left[\Phi(t)\right],$$

где $\Psi[\Phi]$ — нелинейная зависимость, записанная в БП.

Если, например, блок БП отсутствует, т. е. $\Psi[\Phi] = \Phi$, то решением приведенного уравнения является экспоненциальная функция времени $\Phi(t) = \exp[2\pi St]$, а частота сигнала $u(t)$ изменяется по экспоненциальному закону

$$F(t) = S\exp(2\pi St). \tag{6.4}$$

Именно такой закон ЧМ необходим для наблюдения амплитудно-частотных характеристик анализируемой цепи в логарифмическом масштабе по частоте при линейной развертке индикатора, поэтому ЧМ вида (6.4) иногда называют логарифмической. На рис. 6.7 представлена диаграмма дискретной перестройки частоты в схеме, представленной на рис. 6.5, без БП, когда $k_y(t_i) = k(t_i)$. Если асинхронный счетчик и вход управления ГУН имеют по n двоичных разрядов, а изменение адреса на одну единицу меняет частоту на ΔF, то девиация частоты $W = 2n\Delta F$, а длительность экспоненциальной перестройки частоты ГУН по всему диапазону $T = 1 / \Delta F$. Для нахождения записываемой в БП нелинейной зависимости ЧДФ] при заданном законе ЧМ надо интегрированием функции $F(t)$ получить требуемый закон изменения фазы $\Phi(t)$, выразить время через фазу $t(\Phi)$ и взять обратную величину. Например, для получения закона ЛЧМ надо выбрать $\Psi(\Phi) = 2\sqrt{\Phi}$. Преимуществом схемы, представленной на рис. 6.5, является переключение дискретных значений частоты в моменты перехода мгновенного напряжения ГУН через нуль. В этой схеме использован постоянный шаг по частоте при неравномерном расположении выборок по времени. Интервалы между переходами выходного напряжения через нуль не кратны периоду следования импульсов какого-то тактового генератора, а вычисляются автоматически, отношение длительностей соседних интервалов всегда транс- цендентно.

Иногда широкодиапазонные ГУН имеют несколько декадных поддиапазонов с крутизной управления, изменяющейся в 10 раз при переходе к следующему поддиапазону. В таком случае сигнал сброса АС в нуль можно использовать для переключения номера поддиапазона и организовать сквозную перестройку частоты ГУН во всем многодекадном диапазоне.

Собственные нестабильности схемы, представленной на рис. 6.5, например крутизны ГУН, приводят к изменениям длительности цикла перестройки частоты. Для устранения этого эффекта можно использовать систему импульсной ФАПЧ повторения циклов модуляции, срав-

нивая на внешнем фазовом детекторе положение импульсов сброса АС в нуль с положением эталонных импульсов от кварцевого генератора и суммируя корректирующий сигнал с сигналом управления ГУН или складывая код, пропорциональный фазовой ошибке с кодом $k_у(t_i)$ от БП на входе ЦАП.

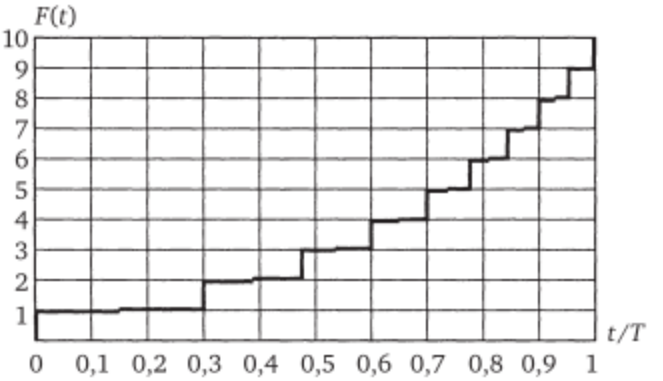


Рис. 6.7. **Диаграмма дискретной перестройки частоты в цифровом синтезаторе сигнала с экспоненциальной ЧМ**

При формировании ЧМ-сигналов со стабильными параметрами модуляции необходимо измерять отклонения от требуемого закона изменения параметра. Для этого разработаны измерители сигнала ошибки (ИСО), в которых производится контроль отклонений от сложного закона изменения фазы при ЧМ, использующий в качестве опорных равномерные во времени колебания с эталонной частотой.

При формировании ЛЧМ сигналов может быть использована схема ИСО на основе эталонной линии задержки (рис. 6.8). В ней подлежащий измерению сигнал $u(i)$ поступает на один из входов смесителя, на второй вход которого подается его копия $u(t - \tau)$, задержанная на время τ в эталонной линии задержки (ЭЛЗ). Допустим, что частота входного сигнала имеет отклонения $v(t)$ от заданного значения скорости ЛЧМ: $f(t) = f_0 + (W / T)t + v(t)$. Величину задержки в ЭЛЗ будем считать постоянной в пределах полосы частот, занимаемой входным сигналом $u(t)$, не подверженной действию дестабилизирующих факторов и малой по сравнению с длительностью модуляции ($\tau << T$). На выходе смесителя с помощью не изображенного на схеме фильтра нижних частот выделяется колебание разностной частоты $f_p(t) = (W / T)\tau + v(t) - v(t - \tau)$, которое поступает на ФД. Второй вход ФД соединен с ОГ, частота повторения $f_э$ сигнала которого $u_э(t)$ считается эталонной. Если выбрать $f_э = \tau W / T$, то напряжение ошибки $e_{ош}(t)$ будет зависеть от отклонений скорости ЧМ от заданного значения:

$$e_{ош}(t) = EF(\varphi),$$

где E — наибольший размах характеристики ФД; $F(\varphi)$ — форма его дискриминационной характеристики, $\varphi = v(t) - v(t - \tau)$.

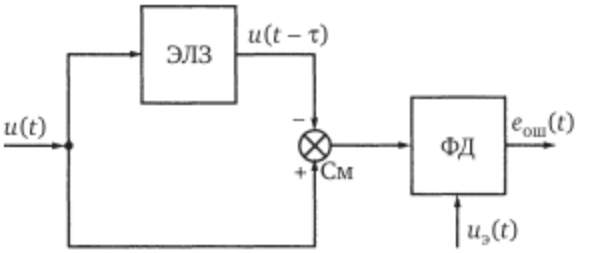


Рис. 6.8. **Структурная схема измерителя сигнала ошибки на основе эталонной линии задержки**

На линейном участке характеристики $F(\varphi)$ выходное напряжение ИСО пропорционально разности $v(t) - v(t - \tau)$, которая является оценкой мгновенной скорости ЧМ $df(t) / dt$ в соответствии с оценкой

$$\frac{df(t)}{dt} = \lim_{\tau \to 0}\left[\frac{f(t) - f(t-\tau)}{\tau}\right] = \tau v(t - \alpha\tau),$$

где α — постоянный коэффициент ($\alpha < 1$).

Эталонная линия задержки может быть выполнена, например, в виде широкополосной коаксиальной кабельной линии или ПАВ-структуры и защищена от влияния дестабилизирующих факторов внешней среды. К недостаткам ИСО (см. рис. 6.8) можно отнести, во-первых, наличие двух компонентов, свойства которых принимаются за эталонные: частоты f_0 колебаний ОГ и задержки в линии τ. При этом нет полной когерентности выходного сигнала, присущей одноопорным синтезаторам, а относительная нестабильность частоты из-за вариаций задержки τ может превышать величину возможных значений паразитных отклонений частоты опорного генератора. Во-вторых, в схеме ЭЛЗ необходимо выполнение условия $\tau << T$, так как на начальном отрезке времени $0 < t < \tau$ выходное напряжение ФД неправильно оценивает скорость ЧМ. Однако уменьшение выбираемого при проектировании ИСО значения т приводит к снижению чувствительности ИСО по отношению к вариациям скорости ЧМ, а также к увеличению инерционности ИСО из-за возрастания периода $1 / f_э$ частоты сравнения сигналов в фазовом детекторе.

Более высокую точность измерения погрешностей ЧМ-сигнала можно обеспечить с помощью ИСО по методу фазовой дискретизации. Такой узел строится в виде импульсного фазового детектора, например на основе выборки и запоминания (см. рис. 3.25), сигнальный вход которого подключается к источнику контролируемого ЧМ-сигнала $u(t)$, а на опорный вход поступают короткие импульсы выборки от ОГ с эталонной частотой $f_э$. Рассмотрим свойства такого ИСО. Предположим, что фаза колебаний $u(t)$ изменяется по квадратичному закону

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \beta t^2 / 2 + \varepsilon(t),$$

где $\varepsilon(t)$ — фазовая ошибка.

Предположим также, что выборки из напряжения $u(t)$ производятся в равноотстоящие моменты времени

$$t_k = k / f_э,$$

где $k = 1, 2, \ldots$ — номер выборки.

Напряжение ошибки на выходе ИСО в пределах линейной части дискриминационной характеристики ИФД будет пропорционально дискретно выбираемым ординатам ЧМ-сигнала:

$$e_{ош}(t_k) = \alpha[\omega_0 T_э k + \beta T_э k^2 + \varepsilon(t_k)], \tag{6.5}$$

где α — постоянный коэффициент пропорциональности; $T_э$ — период следования выборок ($T_э = 1 / f_э$).

Если выбрать частоту опорного генератора так, чтобы выполнялись условия $\omega_0 T_э = \pi m$; $\beta T_э^2 = \pi n$, где m и n — целые числа, то за время $T_э$ между соседними выборками первые два слагаемых в квадратных скобках в формуле (6.5) будут изменяться на величину, кратную периоду характеристики ИФД. Поэтому выходное напряжение ИСО будет пропорционально дискретным значениям фазовой ошибки

$$e_{ош}(t_k) = \alpha\varepsilon(t_k).$$

Два указанных условия на параметры ЧМ соответствуют системе алгебраических уравнений с целыми коэффициентами относительно $T_э$, в котором число неизвестных превосходит число уравнений. Такие уравнения, решаемые в целых числах, называют *диофантовыми*. Можно проверить подстановкой, что при $T_э = \sqrt{2T / W}$ эти условия выполняются, если параметры модуляции $\omega_0 = 2\pi f_0$ и $\beta = 2\pi W / T$ связаны между собой соотношением $f_0 = \sqrt{W / 2T}$. В этом случае в неравномерной последовательности моментов перехода напряжения $u(t)$ через нуль имеется вложенная равномерная последовательность, следующая с частотой $f_э$, по которой и осуществляются выборки в ИФД. Можно найти другие сочетания начальной частоты ω_0 и скорости ЧМ β, при которых такие измерения возможны. Из свойств диофантовых уравнений следует, что в общем случае произвольного полиномиального закона изменения фазы $\Phi(t) = \sum_{i=1}^{N} a_i t^i$ всегда существуют сочетания $\{a_i\}$, при которых можно найти значения $T_э$, позволяющие измерять фазовые ошибки колебания с нелинейной ЧМ с помощью равноотстоящих выборок.

Техническая сложность при реализации такого типа ИСО состоит в том, что при больших номерах k увеличивается возможность выхода величины фазовой ошибки за время между соседними выборками за пределы линейного участка характеристики ИФД. Физически это объясняется тем обстоятельством, что ИФД в этом случае работает как кратный детектор, у которого период следования импульсов выборки

в целое число раз превышает текущий интервал следования переходов измеряемого сигнала $u(t)$ через нуль. Если произойдет выход за пределы линейного участка характеристики ИФД, то очередное значение $e_{ош}(t_k)$ не будет соответствовать величине фазовой ошибки. Для устранения возможности таких сбоев функционирования ИСО на сигнальном входе ИФД включают блок преобразования импульсных последовательностей, который исключает из входной последовательности те импульсы, которые не соответствуют равномерной эталонной последовательности и могут привести к сбою измерений.

Вариант структурной схемы такого преобразователя применительно к ЛЧМ сигналу представлен на рис. 6.9, а временные соотношения между действующими в ней сигналами показаны на рис. 6.10. Предположим, что подлежащий преобразованию ЛЧМ сигнал (рис. 6.10, *а*) при нулевой начальной частоте не имеет фазовых погрешностей $u(t) = \sin(\beta t^2 / 2)$. Первый после начала модуляции переход сигнала $u(t)$ через нуль происходит в момент времени $t_1 = \sqrt{T / W}$. В моменты времени $t_k = \sqrt{kT / W}$, $k = 1, 2, 3, \ldots$, на выходе ФИ (рис. 6.10, *б*) появляются импульсы, образующие неравномерную во времени последовательность $\{t_k\}$. В нее вложена (рис. 6.10, *в*) последовательность равноотстоящих импульсов $\{t_m\}$, $m = 0, 1, 2, 3, 4, \ldots$, для которых $k = 0, 1, 4, 9, 16, \ldots$; $m = \sqrt{k}$. Между равноотстоящими импульсами $u_2(t)$ размещается 1, 3, 5, 7, …, $2k - 1$ импульсов, входящих только в множество $\{t_k\}$. Таким образом, алгоритм функционирования цифрового автомата по схеме, представленной на рис. 6.9, преобразующего неравномерную последовательность импульсов $\{t_k\}$ в равномерную $\{t_m\}$, состоит в счете номера m выходного импульса, получении числа $k = 2m$ с помощью сдвигового регистра (СдвР) и установке этого числа в качестве текущего коэффициента деления частоты в ДПКД. Если погрешностей нет, то на выходе такого блока остаются лишь импульсы, следующие строго равномерно; при действии возмущений отклонение положения этих импульсов во времени от равномерного определяется фазовыми погрешностями. Поскольку функционирование преобразователя по схеме, представленной на рис. 6.9, основано лишь на счете числа выходных импульсов, то положение во времени выходных импульсов изменяется. Поэтому будут измеряться только фазовые ошибки $\varepsilon(t_k)$ (погрешности положения во времени) для реального ЧМ-сигнала, а промежуточные импульсы, наличие которых могло ранее приводить к катастрофическим ошибкам, исключаются. Для каждого закона изменения фазы исходного ЧМ-сигнала необходимо подобрать алгоритм функционирования преобразователя.

Наличие измерителя сигнала ошибки ИСО позволяет не только контролировать погрешности значений параметров ЧМ-сигнала, но и организовать систему авторегулирования, которая их автоматически стабилизирует. Вариант такой схемы представлен на рис. 6.11. Здесь ГМН на входе Сум формирует нужный закон модуляции частоты ГУН, а цепь

обратной связи (ЦОС) обеспечивает автоматическую стабилизацию параметров по колебаниям ОГ. Если в качестве ЦОС использовать линейную цепь в виде параллельного соединения усилителя постоянного тока и интегратора с коэффициентом передачи $W(p) = a_0 + a_1 / p$, где $p = d / dt$ — оператор дифференцирования; a_0, a_1 — коэффициенты усиления, то такая цепь возьмет на себя функции подстройки как начальной частоты, так и скорости ее изменения. Если на рис. 6.11 использован ИСО по методу фазовой дискретизации с преобразователем импульсной последовательности в виде схемы, представленной на рис. 6.9, то после замыкания цепи обратной связи на выходе ЦОС формируется модулирующее напряжение, обеспечивающее автоматическую стабилизацию как начальной частоты, так и скорости модуляции, а узлы Сум и ГМН можно исключить, так как нужное модулирующее напряжение будет формироваться в ИСО.

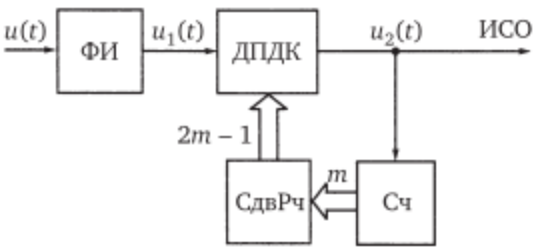


Рис. 6.9. **Структурная схема преобразователя неравномерной последовательности ЛЧМ-импульсов в равномерную**

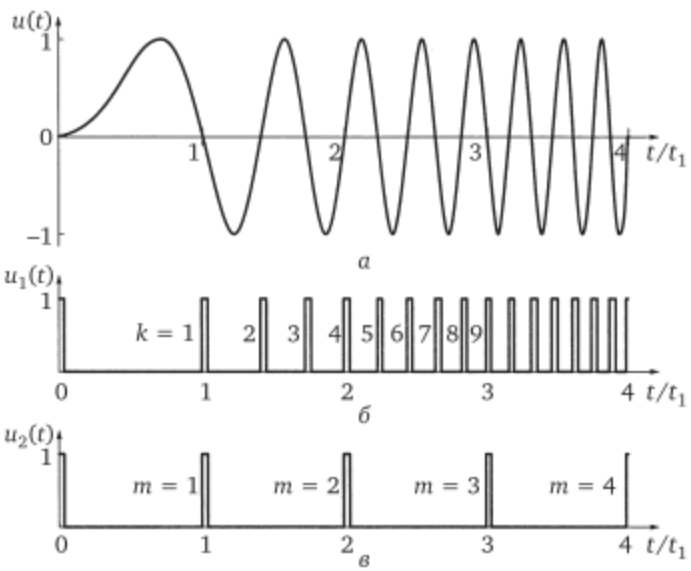


Рис. 6.10. **Эпюры сигналов в преобразователе импульсных последовательностей по схеме, представленной на рис. 6.9:**
а — на входе преобразователя; *б* — на выходе формирователя импульсов; *в* — на выходе делителя ДПКД

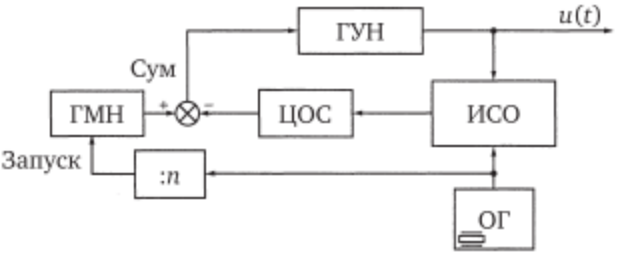


Рис. 6.11. **Структурная схема системы автоподстройки параметров ЧМ**

6.4. Формирование сигналов с фазовой манипуляцией

Сигналы с несущей частотой f_0 и фазой, принимающей несколько фиксированных значений, находят широкое применение в системах передачи цифровой информации. Используют двухуровневую фазовую манипуляцию ФМ-2 (*BPSK — binary shift keying*) или многоуровневую фазовую манипуляцию ФМ-*N*, где $N = 4, 8, 16$ и т. д. Иногда такой вид модуляции называют фазовой телеграфией. Основными требованиями к модуляторам таких сигналов кроме достаточно высокой стабильности несущей частоты являются: малые отклонения Δ установившихся значений фазы $\Psi_{уст}$ от заданных значений π / N; отсутствие паразитной амплитудной модуляции, сопровождающей фазовую манипуляцию; возможность реализации высокой скорости передачи, т. е. достижение малой длительности переходного процесса по сравнению с интервалом следования передаваемых битов информации. Кроме того, необходимо обеспечивать допустимый уровень искажений модулированного колебания при преобразовании частоты и усилении мощности ФМн сигнала в радиопередающем устройстве, а также компактность манипуляционного спектра, т. е. заданный уровень внеполосных манипуляционных излучений за пределами занимаемой полосы частот.

Сигнал ФМ-2 создает очень высокий уровень помех другим РЭС, работающим в соседних частотных полосах (см. гл. 1, рис. 1.10), поэтому в модуляторах ФМ-2 сигнала необходимо применять меры по повышению компактности модуляционного спектра.

Модулятор сигнала ФМ-2 может быть выполнен на основе ЦВС (см. рис. 4.7, 4.8) при достаточно низких значениях несущей частоты и скорости передачи информации, допускающих применение такого цифроаналогового решения. На несущих частотах менее 100…300 МГц целесообразно применять аналоговый перемножитель стабильного по частоте гармонического колебания несущей частоты $u_0(t) = U_0\sin(2\pi f_0 t)$ и двухуровневого сигнала $s(t)$, принимающего противоположные по знаку значения в зависимости от передаваемого логического символа («0» или «1»). На несущих частотах дециметрового и сантиметрового диапазона используется разветвитель-инвертор опорного колебания, выходные сигналы которого $u_0(t)$ и $-u_0(t)$ коммутируются

в моменты смены символа при помощи быстродействующих *p—i—n*-диодов.

Для обеспечения малой погрешности противофазности колебаний в подимпульсах ФМ-2, передающих «0» или «1», может быть использована коммутация полярности выходного напряжения фазового дискриминатора в системе ФАПЧ по схеме, представленной на рис. 6.12. В качестве дискриминатора в такой схеме применяется балансный ФД с симметричной характеристикой $F(\varphi)$. Инвертирование знака коэффициента передачи цепи обратной связи электронным коммутатором (ЭК) приводит к установлению (см. параграф 5.2) ближайшего синхронного состояния со сдвигом фазы на π. Преимуществом этого решения является сглаживание закона изменения фазы, что повышает компактность манипуляционного спектра и улучшает электромагнитную совместимость данной радиосистемы с другими РЭС.

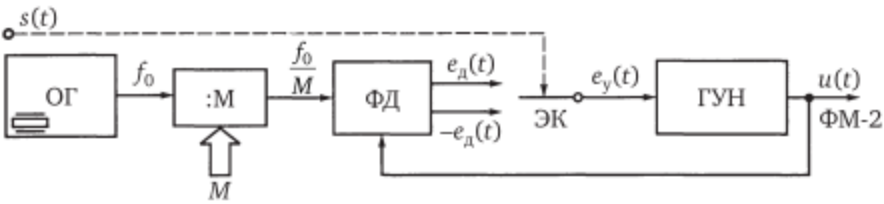


Рис. 6.12. **Схема модулятора ФМ-2 сигналов на основе ФАПЧ с коммутацией знака напряжения обратной связи**

Преобразование несущей частоты и усиление мощности ФМ-2 сигнала приводит к ПАМ после каждого изменения фазы несущего колебания на π (см. рис. 1.11). В свою очередь, появление ПАМ снижает энергетическую эффективность усилителя мощности и может стать причиной преобразования амплитудной модуляции в фазовую, искажающего передаваемую информацию.

На основе модуляторов ФМ-2 разработаны более эффективные сигнальные конструкции и соответствующие модуляторы. На рис. 6.13 представлена структурная схема модулятора сигналов с квадратурной четырехуровневой фазовой манипуляцией со сдвигом ОФМ-4 (*OQPSK — offset quadrature phase shift keying*). Для формирования сигнала ФМ-4 исходная последовательность передаваемых двоичных символов с тактовым интервалом т при помощи коммутатора каналов на регистре сдвига разделяется на две с интервалом по 2τ каждая: последовательность символов с нечетным номером $y(t_i)$, поступающую на модулятор квадратурного канала ФМ-2с, и последовательность символов с четным номером $x(t_i)$, поступающую на модулятор синфазного канала ФМ-2*s*. Гармонические опорные напряжения этих модуляторов $\cos(2\pi f_0 t)$ и $\sin(2\pi f_0 t)$ ортогональны. Выходные сигналы модуляторов ФМ-2 суммируются и образуют сигнал ФМ-4 вида

$$u(t) = U\sqrt{\left[y(t_i)\cos\left(2\pi f_0 t\right)\right]^2 + \left[y(t_i)\sin\left(2\pi f_0 t\right)\right]^2}\,.$$

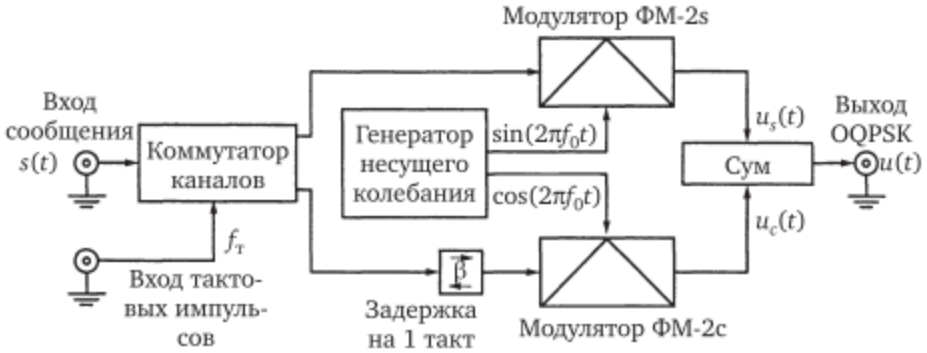


Рис. 6.13. **Структурная схема модулятора сигналов с квадратурной четырехуровневой фазовой манипуляцией со сдвигом ОФМ-4**

Однако при одновременной смене символов в двух каналах может происходить изменение фазы на π, что приведет к глубокому провалу амплитуды, как показано на рис. 1.11. Поэтому в модулятор (см. рис. 6.13) введен узел сдвига последовательности $y(t)$ на половину ее тактового интервала, т. е. на τ. В таком модуляторе *OQPSK* сигналов исключена возможность скачков фазы на π.

В табл. 6.1 представлены параметры некоторых моделей серийных интегральных модуляторов, позволяющих формировать сигналы с модуляцией фазы и (или) амплитуды. В качестве модуляторов могут быть использованы разнообразные смесители сигналов, рассмотренные в параграфе 3.4. Во многих случаях эти узлы взаимные, т. е. могут применяться как в качестве модуляторов, преобразующих полосу модулирующих частот вверх на несущую частоту f_{LO}, так и в качестве демодуляторов, выделяющих из полосового радиочастотного сигнала модулирующее колебание на промежуточной частоте или в полосе частот, примыкающей к постоянному току. Среди серии двухуровневых фазовых манипуляторов выделим модель *RF*9908, которая допускает широкую полосу модулирующих частот от постоянного тока до 300 МГц, что соответствует скорости передачи до 100 Мбит/с. В модуляторе модели *HMC*137 формируется ФМ-2-сигнал с подавленной несущей частотой в сантиметровом диапазоне выходных частот до 11 ГГц. Четырехуровневые квадратурные манипуляторы фазы представлены в табл. 6.1 патентованной моделью *QMC*-170, которая отличается хорошей фазовой и амплитудной балансировкой, отсутствием дополнительных источников питания, что способствует стабильности параметров сигнала, более чем октавной полосой рабочих несущих частот. Серийно выпускаются модели ФМ-4-модуляторов на популярный в технике мобильной связи диапазон частот 0,8…1,0 ГГц. Многие производители предлагают квадратурные модуляторы с подавлением зеркальной полосы для различных диапазонов частот — модели *HMC*496*LP*3, *MIQC*-1880*M*. Среди них можно выделить модель *M*8-0620, которая функционирует в очень широкой полосе частот (до 20 ГГц) и обеспечивает высокое подавление зеркального канала (до –40 дБ).

Таблица 6.1

Параметры интегральных модуляторов АМ- и ФМ-сигналов

Тип модулятора	Выходной сигнал		Полоса частот модуляции $F_м$, МГц	Коэффициент передачи по мощности, $C_{1\to R}$, дБ	Коэффициент подавления зеркального канала $k_{ПЗК}$, дБ	Расхождение фаз канала $\Delta\varphi$, °	Напряжение источника питания E_0, В	Модель, сайт
	полоса частот f_0, ГГц	выходная мощность $P_{1дБ}$, дБмВт						
ФМ-2	0,5…2,5	0	0…300	0	—	±5	3,6	*RF*9908, www.rfmd.com
ФМ-4	0,09…0,17	4	0…80	2,7	—	±3	Пассивный	*QMC*-170, www.minicircuits,com
ФМ-2	6…11	8	50…300	9	—	10	5	*HMC*137, www.hittite.com
ПЗП	4…7	2	0…250	5	–34	—	3	*HMC*496*LP*3, www.hittite.com
ПЗП	1,8…1,9	10	0…5	9	–35	—	Пассивный	*MIQC*-1880*M*, www.minicircuits.com
ПЗП	6…20	7…22	0…3	5	–40	—	Пассивный	*M*8-0620, www.markimicrowave.com
ВМ	1,8…2,2	13	0…150	–10	—	±2	Пассивный	*HMC*500*LP*3, www.hittite.com

Примечание. ФМ-2 — двухуровневый модулятор фазы; ФМ-4 — квадратурный четырехуровневый модулятор фазы; ПЗП — квадратурный модулятор с подавлением зеркальной полосы частот; ВМ — векторный модулятор сигналов с управлением амплитудой и фазой.

Векторный модулятор модели *HMC*500*LP*3 представляет собой выполненное на быстродействующих арсенид-галлиевых диодах устройство с двумя входами управления. По одному из них при помощи аналогового сигнала с полосой частот 0…150 МГц можно изменять фазу выходного сигнала в диапазоне 0…360°, так что он является управляемым фазовым модулятором. По другому входу управления можно в такой же полосе модулирующих частот изменять амплитуду выходного сигнала от 0 до 100 % по отношению к максимальной.

6.5. Модуляторы сигналов с манипуляцией частоты

В современных системах передачи информации используются сложные сигнальные конструкции, которые при близкой к оптимальной помехоустойчивости обеспечивают высокую скорость передачи, полно используют выделенную частотную полосу и имеют низкие ВМИ. К их числу относится сигнал с минимальной частотной манипуляцией. Иногда его называют манипуляцией минимальным сдвигом (ММС) частоты без разрыва фазы (*MSK — mimimum shift keying*). На средней частоте f_0 передача информационного символа «1» производится повышением этой частоты до $f_1 = f_0 + 1/4\tau$, где τ — длительность информационного бита, а передача «0» — понижением ее до $f_1 = f_0 - 1/4\tau$, причем в моменты коммутации нет разрыва фазы выходного колебания: она принимает значения 0 или $\pm\pi$. Выбранный сдвиг частот

$$f_2 - f_1 = 1 / 2\tau \tag{6.6}$$

является минимальным для обеспечения ортогональности передаваемых подимпульсов: за длительность подимпульса текущая фаза колебания изменяется на целое число периодов плюс 90°, если передавалась «1», или на такое же целое число минус 90°, если передавался «0».

Передача информации при помощи МЧМ сигналов производится без разрывов фазы, поэтому спектр оказывается более компактным (см. рис. 1.10).

На частотах f_0, допускающих применение цифровых методов и при низкой скорости передачи $C = 1 / \tau$, формирование МЧМ сигналов производится встроенными в серийные интегральные ЦВС логическими узлами (см. параграф 4.5). На частотах до 100…300 МГц, где возможно применение аналоговых перемножителей, сигналы МЧМ формируют в квадратурной схеме, использующей представление МЧМ сигнала на каждом подымпульсе в виде комбинации произведений ортогональных гармонических колебаний

$$u(t) = y(t_i)\cos\frac{\pi t}{2\tau}\cos 2\pi f_0 t - x(t_i)\sin\frac{\pi t}{2\tau}\sin 2\pi f_0 t,$$

где $y(t_i)$ — последовательность нечетных битов (как на рис. 6.13); $x(t_i)$ — последовательность четных битов сообщения.

Близкого к предельному увеличения быстродействия модулятора МЧМ сигналов можно добиться в схеме переключения без разрыва фазы выходных сигналов двух колебаний со смещенными частотами, представленной на рис. 6.14. Синтезаторы СЧ1 и СЧ2 формируют непрерывные гармонические колебания с частотами f_1 и f_2, используя общий опорный генератор, так что их выходные колебания $u_1(t)$ и $u_2(t)$ когерентны, т. е. разность их фаз фиксирована и не имеет независимого дрейфа. В силу условия (6.6) разность мгновенных фаз колебаний $u_1(t)$ и $u_2(t)$ с частотами f_1 и f_2 за время передачи одного бита составляет 180°. Электронные ключи Кл1 и Кл2 подключают к выходному переключателю Кл3 либо прямой, либо инверсный выход каждого из синтезаторов. Выходной переключатель Кл3 подключает на выход модулятора сигнал от СЧ1, если информационный сигнал $s(t_i)$ имеет логический уровень «1», или сигнал от СЧ2, если на информационный вход поступил символ «0». Триггеры Тр1 и Тр2 запрещают изменение положения своего ключа на интервалах времени, когда его сигнал подключен к выходу модулятора, а значение $s(t_i)$ не изменяется. На интервалах времени, когда синтезатор этого канала не подключен к выходу модулятора, триггер меняет положение ключа с каждым тактовым импульсом, подготавливая возможность переключения Кл3 при одинаковых фазах колебаний от СЧ1 и СЧ2.

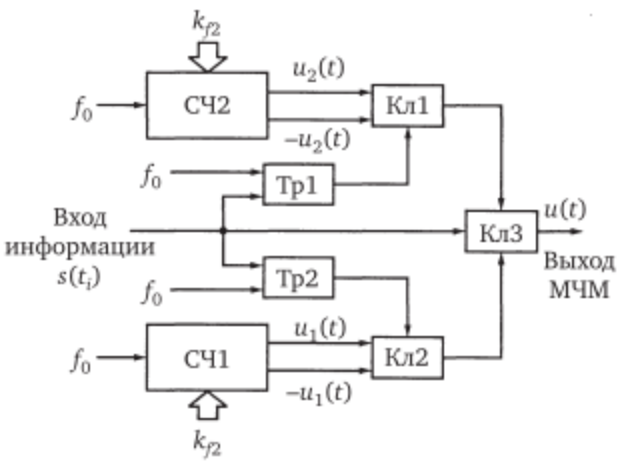


Рис. 6.14. **Структурная схема быстродействующего модулятора МЧМ-сигналов**

На рис. 6.15 показаны осциллограммы сигналов в модуляторе по схеме, представленной на рис. 6.14, когда несущая частота равна скорости передачи информации $f_0 = 1 / \tau$, так что за время передачи символа «0» укладывается 0,75 периода частоты f_1, а за время передачи символа «1» укладывается 1,25 периода частоты f_2. Кривая 1 показывает тактовые импульсы, кривая 2 — модулирующую последовательность $s(t)$, а кривая 3 — вид выходного МЧМ сигнала $u(t)$. Видно, что манипуляция частоты происходит в моменты фаз, кратных $\pi / 2$, без ее разрыва.

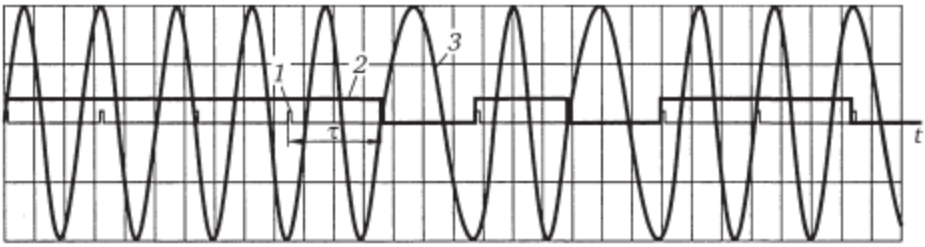


Рис. 6.15. **Осциллограммы информационной последовательности и МЧМ-сигнала:**

1 — тактовые импульсы; *2* — модулирующая последовательность $s(t)$; *3* — вид выходного МЧМ сигнала $u(t)$

Контрольные вопросы

1. Поясните связь между угловой, фазовой и частотной модуляцией или манипуляцией.
2. В чем состоит противоречие между требованиями к ЧМ-сигналам для повышения качества передачи информации и уровнем помех другим РЭС?
3. Сопоставьте варианты формирования ЧМ-сигналов со стабильной средней частотой.
4. Как можно снизить требования к девиации фазы при использовании способа косвенной ЧМ?
5. Как используется в модуляторах устройство управляемой временной задержки?
6. Как осуществляется быстрая ЧМ в цифровых синтезаторах частот?
7. Как увеличить девиацию частоты в цифровых синтезаторах ЧМ-сигнала?
8. Как выбираются параметры системы ФАПЧ при формировании ЧМ-сигнала со стабильной средней частотой?
9. Как формируется сигнал с экспоненциальной ЧМ?
10. Как измеряются отклонения от заданных параметров ЧМ-сигнала?
11. Как измерить фазовые ошибки сигнала со сложным законом ЧМ?
12. Как исключить возможность катастрофического сбоя результатов измерений ошибок по методу фазовой дискретизации?
13. Как выбираются параметры цепи обратной связи в системе автоматической подстройки параметров модуляции?
14. Сопоставьте варианты формирования сигналов с двухуровневой фазовой манипуляцией.
15. Как меняется форма сигнала ФМ-2 на выходе резонансного усилителя?
16. Как формировать сигнал с минимальной модуляцией частоты без разрыва фазы?

Глава 7
ФОРМИРОВАНИЕ СЛОЖНЫХ И СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

7.1. Классификация сложных сигналов

Необходимость формирования с высокой точностью сложных электрических сигналов негармонической формы возникает при проведении испытаний и тестовых измерений характеристик электромеханических и электронных устройств, в технике формирования изображений, при синтезе звуков, создании скрытных средств передачи информации и др.

Сложные сигналы характеризуются большим значением базы — произведения занимаемой полосы частот W на длительность T: $B = WT$. С одной стороны, к ним относятся сигналы квазигармонической формы с модуляцией (манипуляцией) параметров (амплитуды, фазы и (или) частоты), когда полоса частот модуляции сравнима со средней частотой модулируемого колебания. С другой стороны, к сложным относятся периодические (или квазипериодические, период которых изменяется медленно) сигналы, имеющие заметно негармоническую форму на каждом периоде. Для этой группы сигналов их спектральная плотность мощности по Фурье представляет собой совокупность нескольких сравнительно узких частотных полос, соответствующих гармоникам частоты повторения, так что основная энергия сигнала сосредоточена в полосе большой относительной ширины.

В последнее время расширяется применение одиночных сложных сигналов, в которых не выявляется квазипериодичность: их спектр Фурье занимает непрерывную широкую полосу частот, а такой класс сигналов относят к сверхширокополосным. Сложные сигналы перспективны при их использовании в информационноемких системах.

Исследования показывают значительные возможности систем передачи и извлечения информации, основанных на таких сигналах: если использовать технику СШП сигналов, то можно повысить потенциал радиолокационной станции на 150…200 дБ и либо реализовать распознавание деталей объектов, в том числе затененных в сложной среде металлическим корпусом, либо значительно повысить помехозащищенность и энергетическую скрытность системы передачи информации.

В большинстве радиотехнических приложений используются квазигармонические сигналы, имеющие несущую частоту $f_{нес}$. Они также могут относиться к сложным сигналам, если имеют большую базу: $B = WT >> 1$. В таком случае иногда их называют *широкополосными*. На несущей частоте такие радиосигналы отличает малое значение параметра относительной широкополосности: $\eta = W / f_{нес} << 1$, а информационная широкополосность проявляет себя после преобразования полосы частот с несущей на промежуточную частоту.

Сверхширокополосные сигналы не имеют явно выраженной несущей частоты и в спектральном плане характеризуются нижней $f_н$ и верхней $f_в$ граничными частотами. Для них вводят вместо несущей среднюю частоту как полусумму граничных частот: $f_{ср} = (f_в + f_н) / 2$.

Сложный сигнал $s(t)$ произвольного вида характеризуется количеством бит информации, которыми описывается функция $s(t)$. Для сложных квазигармонических сигналов база B примерно совпадает с числом бит информации в сигнале.

Выделяют группы сигналов, которые занимают промежуточное положение между узкополосными квазигармоническими и сложными сигналами общего вида:

а) многочастотные сигналы, являющиеся суммой нескольких гармонических;

б) периодические сигналы стандартной негармонической формы — треугольной, пилообразной, прямоугольной, в том числе периодические последовательности импульсов;

в) периодические сигналы нестандартной формы — синус-квадратные, ступенчатые, линейно-ломаные, гладкие;

г) квазипериодические сигналы сложной негармонической формы, например формируемые музыкальными инструментами.

Для многочастотных сигналов высшие гармоники составляют погрешности формирования. Их амплитудный спектр Фурье содержит несколько узких частотных полос; к выбору и постоянству фазовых соотношений между этими частотными компонентами предъявляются дополнительные требования.

Характерной особенностью сигналов, относящихся к группам б)—г), является особая структура их спектра Фурье, в которой помимо достаточно узкой спектральной полосы в окрестности частоты повторения $F_{повт}$ имеется заметное число (до 10…30) частотных полос с кратными частотами. В число основных характеристик таких сигналов кроме размаха и частоты повторения включают оценки нестабильности частоты повторения, характеристики погрешностей формы колебания или оценки его тембра для музыкальных звуков.

Сигналы выделенных групп не являются квазигармоническими, и поэтому применительно к ним, как и к сложным сигналам общего вида, надо уточнять условия применения терминов «амплитуда», «фаза», «частота», которые были исходно введены для гармонических сигналов.

Один из подходов может состоять в использовании преобразования Гильберта (см. параграф 1.2), которое искусственным приемом дополнения действительного сигнала $s(t)$ до комплексного аналитического сигнала $z(t)$ создает однозначно определенные амплитуду, фазу и частоту. Однако для сверхширокополосных сигналов, имеющих параметр широкополосности $\eta > 1$, амплитуда, найденная преобразованием Гильберта, содержит погрешности, пропорциональные перекрытию спектров Фурье такого сигнала для положительных и отрицательных частот. Подобные погрешности возникают и при использовании для СШП сигналов понятий «текущая фаза» и «текущая частота» по Гильберту.

Более корректно использовать вместо термина «амплитуда» термин «размах сигнала между пиками». Если можно найти период T_0 такого сигнала как интервал времени, через который последовательность переходов сигнала через нуль повторяется, то можно говорить о частоте (частости) его повторения $F_0 = 1 / T_0$, а в качестве фазы принять выраженную в радианах долю этого периода, отсчитываемую от определенного перехода через нуль. Именно так поступают, например, в случае периодической последовательности коротких импульсов, характеризуя разность фаз двух таких последовательностей с одинаковой частотой.

Технические устройства синтеза (формирования) сигналов выделенных групп можно разделить на три класса: 1) представление сложного сигнала суммой нескольких простых сигналов; 2) использование порождающей динамической системы; 3) аппроксимация сложного сигнала совокупностью простых на частичных отрезках по времени.

7.2. Синтез сложных сигналов суммированием простых

Задачу формирования сложного сигнала $y(t)$ с допустимым уровнем погрешностей можно упростить, если заменить желаемую функцию $y(t)$ суммой более простых функций:

$$y(t) = \sum_{k=1}^{K} A_k \varphi_k(t), \tag{7.1}$$

где K — количество членов ряда; A_k — постоянные весовые коэффициенты; $\{\varphi_k(t)\}$ — ансамбль базисных функций.

По существу представление (7.1) является приближением (аппроксимацией) сигнала $y(t)$ рядом с конечным числом членов.

Известно, что наилучшим в среднем приближение функции бесконечным рядом будет в том случае, если последовательность $\{\varphi_k(t)\}$ образует полную ортогональную систему. Среди множества известных ортогональных систем функций наибольшее применение при формировании сложных сигналов нашли: степенные функции; гармонические функции; разрывные функции Уолша или Хаара. Выбор того или иного типа базисных функций определяется, с одной стороны, возможностями точного формирования самих базисных функций за заданное

время T, а с другой стороны, тем, в какой базисной системе желаемый сигнал будет представлен с заданной погрешностью наименьшим числом членов ряда. Рассмотрим подробнее варианты этого типа синтезаторов сигналов.

Представим сигнал суммой степенных функций:

$$y(t) = A_0 + A_1 t + A_2 t^2 / 2 + \ldots = \sum_{k=0}^{K} \left(A_k / k!\right) t_k, \; 0 \le t \le T. \qquad (7.2)$$

Набор степенных функций $\{t_k\}$ может быть сформирован с высокой точностью последовательным соединением нескольких интеграторов, а на входе первого из цепочки следует включить постоянное напряжение. Выходной сигнал вида (7.2) образуется суммированием выходных колебаний интеграторов с весовыми коэффициентами A_k. Однако аналоговым интеграторам свойственны погрешности, вызванные дрейфом усилителей постоянного тока, а их последовательное включение приводит к накоплению погрешностей на последних звеньях цепочки. Поэтому для высокоточных систем формирования целесообразно использовать цифровое устройство накопления и суммирования.

Схема такого узла показана на рис. 7.1. Накопители кода фазы и сумматоры кодов (СК) являются цифровыми эквивалентами аналоговых интеграторов и схем суммирования напряжений. Коды $a_1, \ldots, a_k$ связаны с коэффициентами ряда (7.2) соотношением $a_k = A_k k!$. Цифровые узлы должны иметь достаточно высокую разрядность (не менее 32) для обеспечения малых погрешностей по времени и снижения вредного влияния накопления погрешностей. Разрядность цифроаналогового преобразователя ЦАП может составлять 10…14. Сопоставление рис. 7.1 с рис. 4.6 показывает, что такая структура синтезатора сложных сигналов может применяться при частоте тактирования до 1 ГГц, что соответствует частоте повторения сложного сигнала до 1 МГц.

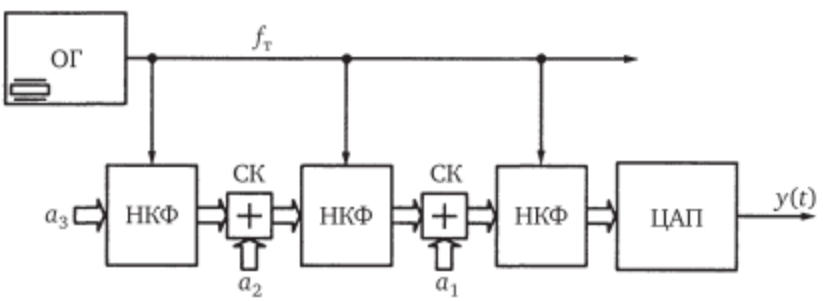


Рис. 7.1. **Схема цифрового устройства формирования сложного сигнала**

Для степенной аппроксимации (7.2) при простоте формирования базисных функций характерна неравномерность изменения погрешностей на интервале времени $0 \le t \le T$. Если эта погрешность установлена нулевой в начале отрезка формирования длительностью T, то к его концу она наибольшая.

Заметно уменьшить суммарную среднюю квадратическую погрешность при таком методе синтеза можно, если выбрать коэффициенты $a_1, a_2, a_3, \ldots$ и начальные коды в НКФ таким образом, чтобы минимальные погрешности находились внутри интервала времени определения. При выбранной форме синтезируемого сигнала можно решить задачу об оптимизации сдвига точки нулевой погрешности относительно начала отрезка, которое доставляет минимум средней квадратической погрешности. После этого будут определены начальные условия на каждом из интеграторов цепочки.

Известны системы ортогональных полиномов, например полиномов Чебышева, для которых средняя квадратическая погрешность аппроксимации будет наименьшей среди всех гладких функций. Каждый из полиномов может быть представлен выборками из таблицы цифровых отсчетов, размещенных в памяти синтезатора, или генерироваться цифровой реализацией соответствующей порождающей динамической системы в темпе вычислений. Применение ортогональных полиномов сопряжено с возрастанием сложности формирования самих базисных функций, но техника микроминиатюризации вычислительных средств, например на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), позволяет решить эти задачи в рамках одного кристалла.

Сигнал с ограниченной энергией может быть представлен на отрезке времени $T_н = 1 / f_1$ бесконечным рядом Фурье вида

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \sin\left(2\pi k f_1 t + \varphi_k\right),$$

где A_k и φ_k — амплитудный множитель и фазовый сдвиг k-й гармоники основной частоты f_1.

Синтезатор сложного сигнала на основе его представления конечным числом гармонических компонентов создается с помощью набора генераторов гармонических колебаний кратных частот и сумматора с управляемыми весовыми коэффициентами по фазе и амплитуде каждой компоненты. Для формирования базисного набора гармонических колебаний используются умножители частоты и (или) цифровые делители частоты с выходными сигналами гармонической формы. Установка фазовых сдвигов производится дискретными или плавными фазовращателями. Вместо фазовращателей гармонических сигналов можно применять квадратурные устройства формирования, основанные на соотношении

$$\sin(2\pi f_k t + \varphi_k) = (\cos \varphi_k) \sin 2\pi f_k t + (\sin \varphi_k) \cos 2\pi f_k t.$$

Погрешности, возникающие при технической реализации синтезатора сложных сигналов на основе усеченного ряда Фурье, определяются, во-первых, возможностью аппроксимации сигнала с заданной погрешностью суммой небольшого количества гладких гармонических колебаний (например, сигналы со скачками ординаты или производных

принципиально требуют привлечения большого числа членов такого ряда); во-вторых, усеченный ряд Фурье формирует гладкое периодическое колебание, а сигнал $y(t)$ может не обладать непрерывностью по ординате или по производным при сшивании начала и конца отрезка аппроксимации. В результате этого сформированная функция будет иметь характерные погрешности (явления Гиббса) на краях интервала. Для уменьшения их веса необходимо значительно увеличивать число учитываемых гармоник, включать дополнительные весовые фильтры того или иного вида на выходе устройства формирования сложного сигнала. Формирование набора базисных колебаний с кратными частотами становится затруднительным, когда число гармоник превышает 8…10. Аналоговый сумматор с числом входов более 8 может вносить недопустимую неравномерность задержки по отношению к номеру канала. По указанным причинам устройства формирования сложных сигналов на основе разложений Фурье не нашли широкого применения.

Более перспективно формировать сложные сигналы на основе рядов по двухуровневым функциям Уолша или Хаара. Ансамбль таких функций составляет полную ортонормированную систему. Набор функций Уолша аналогичен гармоникам разложения Фурье, но выгодно отличается удобством формирования с помощью цифровых схем в широком интервале кратностей. Необходимо также отметить, что некоторые исходные функции, имеющие разрывы ординат, принципиально представляются в таких базисах ограниченным числом функций и могут быть сформированы абсолютно точно.

На рис. 7.2 представлена структурная схема синтезатора сложного сигнала на основе ансамбля функций Уолша. Генератор функций Уолша (ГФУ) выполняется как неуправляемый цифровой автомат на быстродействующей элементной базе, например внутри кремниевого или арсенид-галлиевого кристалла с высокой тактовой частотой. Блок задания коэффициентов (БЗК) представляет собой N аппаратных перемножителей кода A_k на двухуровневый сигнал φ_k. Таким перемножителем является стандартный ЦАП, в котором в качестве опорного использовано переменное напряжение $\varphi_k(t)$. Весовые коэффициенты A_k записываются в цифровом виде в регистре узла БЗК, а выходной аналоговый сигнал формируется в блоке Сум. Выходной сигнал $y(t)$ в синтезаторе (см. рис. 7.2) имеет ступенчатую форму с минимальной длительностью ступени, равной периоду тактовой частоты $\tau_т = 1 / f_т$. Число входов блока N Сум может достигать 32 и более, если техническая реализация его производится, например, внутри кристалла ПЛИС. Ограничения возможности использования синтезатора, представленного на рис. 7.2, наряду с быстродействием блоков ГФУ и Сум, могут быть связаны с наибольшим числом учитываемых членов ряда N, которое в общем случае задается допустимой погрешностью по ординатам. Если синтезируемый сигнал обладает какими-то свойствами симметрии, то появляется возможность значительно сократить необходимое число базисных функций и даже повысить за счет этого наибольшую частоту повторения. Например, если

при помощи функций Уолша формируются гармонические сигналы, как в быстродействующих Фурье-преобразователях, то быстрые алгоритмы позволяют на порядки величин сократить число операций. Возможность подобного заметного упрощения технической реализации возникает при формировании сложных сигналов квазигармонической формы с модуляцией частоты во времени по линейному или степенному закону.

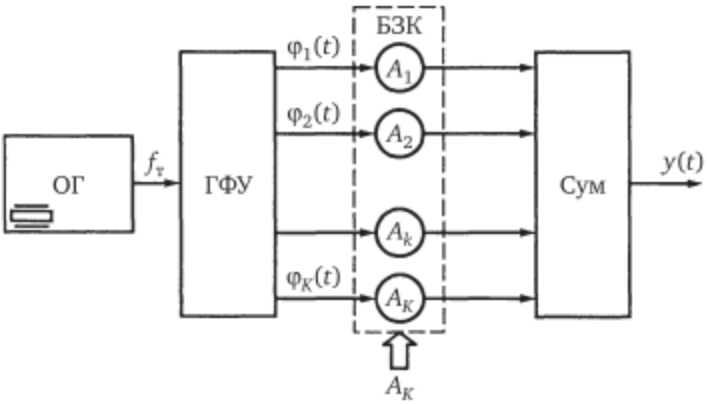


Рис. 7.2. **Структурная схема синтезатора сложного сигнала на основе ансамбля функций Уолша**

В ряде приложений сложный сигнал формируется как сумма более простых, которые не образуют ортогонального ансамбля. Например, в некоторых системах передачи данных применяются многочастотные сигналы, которые являются суммой нескольких квазигармонических колебаний с некратными частотами. Формирование таких сигналов на основе обычных синтезаторов гармонических сигналов может привести к нежелательным погрешностям из-за возрастания пик-фактора, т. е. отношения максимального значения ординаты к ее среднему квадратическому значению (см. гл. 1).

Возможность построения синтезаторов многочастотных сигналов вида $u_{\text{сум}}(t) = \sum_{k=1}^{K} U_k \sin\left(2\pi f_k t + \varphi_k\right)$ с уменьшенным пик-фактором можно пояснить с помощью векторной диаграммы, представленной на рис. 7.3. Допустим, что частоты $\{f_k\}$ образуют равномерную сетку с шагом Δ, так что $f_k = f_1 + \Delta(k - 1)$. На этой диаграмме вектор колебания первого канала U_1 неподвижен, векторы колебаний других каналов вращаются относительно начала координат с угловой скоростью Δk. Длина вектора суммы двух гармонических колебаний пульсирует во времени, всегда изменяясь между суммой двух амплитуд и их разностью. Если число суммируемых колебаний больше двух, то необходимо учитывать их взаимные фазы и частоты. Максимальный размах суммарного сигнала $U_{\text{сум}}$ равен сумме всех амплитуд. Такая ситуация может возникнуть, например, если для всех колебаний в определенный момент времени начальная фаза одинакова. При этом пик-фактор будет наибольший.

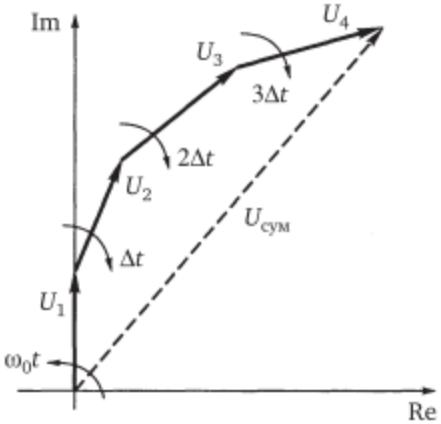


Рис. 7.3. **Векторная диаграмма суммы нескольких гармонических колебаний**

Суммой K гармонических колебаний одинаковой амплитуды с шагом по частоте Δ и начальными фазами, изменяющимися с номером частоты по квадратичному закону, аппроксимируется ЛЧМ импульс, пик-фактор которого близок к единице. Отсюда следует, что принципиально можно выбрать такое распределение начальных фаз по каналам, что за период повторения $T_п = 1 / \Delta$ никогда одновременно все векторы не будут иметь одинаковые угловые коэффициенты.

Для нахождения оптимального распределения начальных фаз по каналам надо решить задачу поиска минимума пик-фактора, определенного функционалом $k_p(\varphi_1, \ldots, \varphi_k)$ в пространстве значений начальных фаз $\varphi_1, \ldots, \varphi_k$. В качестве начального приближения к оптимальному распределению можно выбрать квадратичную пропорциональность значений начальных фаз парциальным частотам каналов, которая свойственна фазовому спектру ЛЧМ сигнала, поскольку огибающая такого сигнала постоянна. На рис. 7.4 показан пример формы суммарного сигнала до и после оптимального фазирования для $K = 10$.

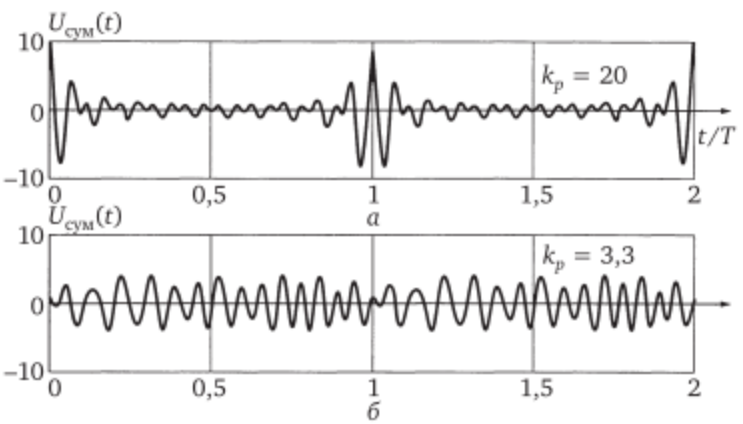


Рис. 7.4. **Зависимость выходного напряжения синтезатора от времени при коэффициенте пик-фактора $k_p = 20$ (*а*); $k_p = 3{,}3$ (*б*)**

На рис. 7.5 показана структурная схема синтезатора многочастотного сигнала с оптимальным межканальным фазированием. В соответствии с этой схемой ССЧ, синхронизируемый от ОГ, дополняется по каждому выходному каналу фазовращателем. Настройка блоков ФВ производится по минимуму пик-фактора суммарного сигнала.

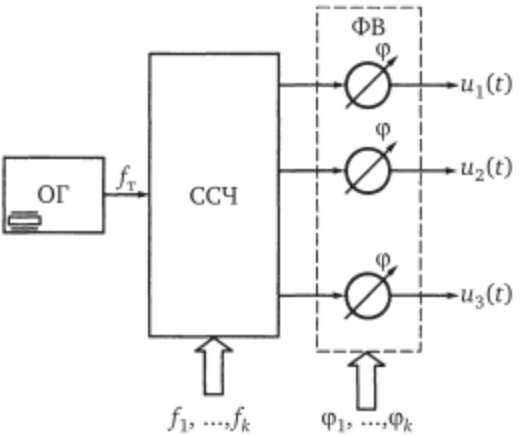


Рис. 7.5. **Структурная схема синтезатора многочастотного сигнала с оптимальным межканальным фазированием**

Величина минимального пик-фактора, кроме начального фазирования каналов, зависит от распределения их частот. Если использована равномерная сетка частот, то для снижения пик-фактора следует выбирать номинальные значения частот f_k и шаг сетки Δ таким образом, чтобы отношение любой из частот сетки к величине шага f_k / Δ отличалось от небольшого целого числа. Для одноопорных синтезаторов частот такое отношение всегда будет рациональным числом. Однако надо выбирать такие отношения параметров синтезатора, чтобы несократимая дробь, выражающая это отношение, имела наибольшую сумму целых чисел числителя и знаменателя. Использование неравномерной сетки частот облегчает решение указанной задачи.

Для многоканальных радиотехнических систем со сверхширокой полосой частот необходимы источники нескольких ($i = 3, \ldots, 8$) разделенных по выходам гармонических колебаний с неравномерно расположенными частотами f_i и внутренней когерентностью между их фазами. Закон расположения частот для СШП системы выбирается из класса экспоненциальных. Одно из возможных технических решений — использование нужного числа однотипных ССЧ, синхронизируемых от одного опорного генератора с частотой f_0. При этом значения частот f_i подбираются из наиболее близких дробно-рациональных значений реализуемой сетки:

$$f_i = (N_i / M_i) f_0,$$

где M_i и N_i — целые числа.

При таком построении отношения выходных частот остаются дробно-рациональными, являясь выборками из экспоненциальной зависимости, а каждый ССЧ должен рассчитываться на полный диапазон выходных частот.

При формировании ансамбля сигналов с неравномерно расположенными частотами целесообразно использовать каскадное соединение нескольких синтезаторов (рис. 7.6), когда выходной сигнал предыдущего ССЧ является опорным для последующего. Неравномерное расположение частот сигналов, синтезированных в схеме (см. рис. 7.6) представлено на рис. 7.7.

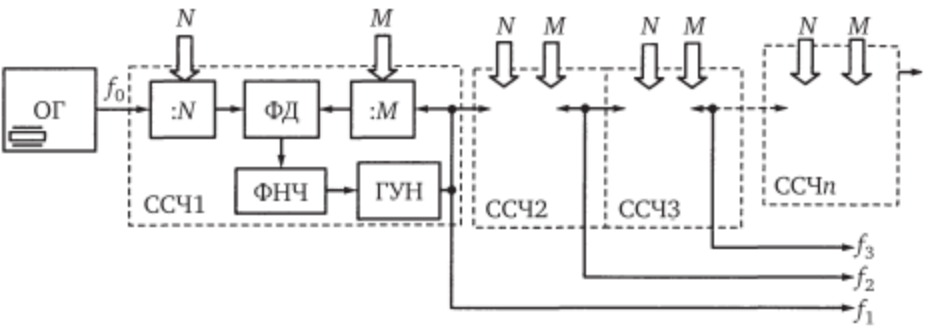


Рис. 7.6. **Структурная схема каскадного синтезатора неравномерной сетки частот**

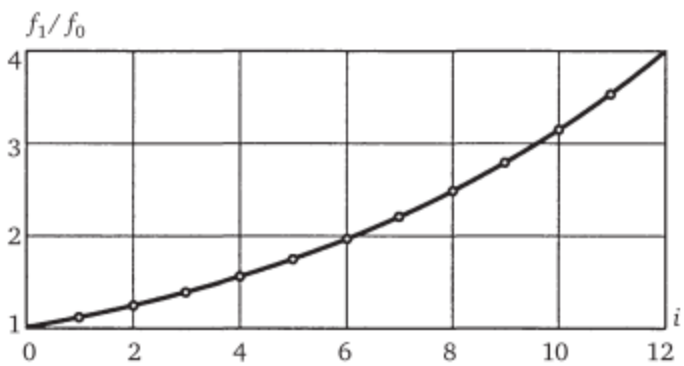


Рис. 7.7. **График расположения выходных частот в каскадном синтезаторе**

7.3. Использование порождающей динамической системы

Принцип использования порождающей динамической системы при формировании сложных сигналов состоит в том, что синтезируется не зависимость ординаты сигнала от времени, а создается такая структура, движения в которой имеют нужную форму. Начиная с определенного уровня сложности сигнала, легче создать генерирующую систему, чем пытаться синтезировать форму сигнала. При этом погрешности параметров динамической системы меньше изменяют форму сигнала,

чем погрешности слепого копирования (аппроксимации) формы сигнала.

Синусоидальный сигнал вида $y(t) = U_0 \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ является собственным решением порождающей динамической системы в виде обыкновенного линейного однородного дифференциального уравнения второго порядка с постоянными коэффициентами

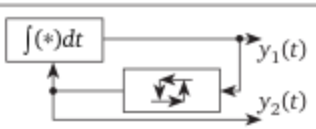
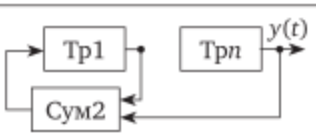
$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 4\pi^2 f_0^2 y(t) = 0 \qquad (7.3)$$

при начальных условиях $y(0) = U_0 \sin \varphi_0$ и $dy(0) / dt = U_0 2\pi f_0 \cos \varphi_0$. Если в левой части этого уравнения имеется слагаемое с малым положительным коэффициентом δ при первой производной $dy(t) / dt$, то собственными решениями являются затухающие квазигармонические колебания. Уравнением (7.3) приближенно описываются процессы в сосредоточенных электрических линейных цепях с постоянными параметрами, механических системах типа маятника, электрических машинах, сетях электроснабжения, небесной механике и т. д.

Для ряда непрерывных функций времени $y(t)$ несинусоидальной формы можно найти обыкновенные однородные дифференциальные уравнения второго порядка, собственными решениями которых являются эти функции. В табл. 7.1 (п. 1…4) представлены примеры уравнений такого вида.

Таблица 7.1

Примеры динамических систем и их собственных функций

№ п/п	Уравнение или структурная схема системы	Вид собственного решения $y(t)$	Примечание
1	$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2\delta \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = 0$	$U_0 e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t + \varphi_0)$; $\omega_1{}^2 = \omega_0{}^2 - \delta^2$	Затухающие гармонические функции
2	$t^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + t \frac{dy}{dt} + (t^2 - n^2) y = 0$	$J_n(t)$	Цилиндрические функции (Бесселя, Неймана, Ганкеля и др.)
3	$(1 - t^2) \frac{d^2 y}{dt^2} - t \frac{dy}{dt} + n^2 y = 0$	$T_n(t)$	Функции Чебышева (Лежандра)
4	$t \frac{d^2 y}{dt^2} + (1 - t) \frac{dy}{dt} + ny = 0$	$L_n(t)$	Функции Лагерра (Эрмита)
5		$y_1(t)$ — сигнал треугольной формы; $y_2(t)$ — сигнал прямоугольной формы	Функциональный генератор
6		*M*-последовательность	Цифровой автомат формирования псевдослучайной последовательности (ПСП)

№ п/п	Уравнение или структурная схема системы	Вид собственного решения $y(t)$	Примечание
7	$\delta \rightarrow$ ДЛЗ $\rightarrow y(t)$	Импульсная реакция	Пассивный генератор ЧМ-сигналов
8	$\begin{cases} dy_1/dt = \sigma(-y_1 + y_2), \\ dy_2/dt = r_0 y_1 - y_2 - y_1 y_3, \\ dy_3/dt = \beta y_3 + y_1 y_3 \end{cases}$	Аттрактор Лоренца при $\sigma = 10$; $r_0 = 28$; $\beta = 8/3$; $y_1(0) = 0{,}5$; $y_2(0) = 10$; $y_3(0) = 5$	Генератор непериодического хаотического сигнала

Синтезатор сигналов, близких к собственным решениям систем, которые описываются обыкновенными дифференциальными уравнениями с непрерывным временем в качестве независимой переменной, представляет собой, например, электрическую модель дифференциального уравнения динамической системы на основе операционных усилителей. Момент начала формирования выходного сигнала $y(t)$ задается ударным возбуждением такой системы или замыканием ее цепи обратной связи.

Порождающая динамическая система может иметь разрывные решения, если включает в себя узлы с логическими функциональными связями. В табл. 7.1 (п. 5) представлена схема функционального генератора, собственными функциями которой являются сигналы треугольной $y_1(t)$ и прямоугольной $y_2(t)$ формы. Автоколебательную систему образуют соединенные в кольцо электронный интегратор и релейный элемент, знак выходного сигнала которого изменяется на противоположный при достижении входным колебанием заданных порогов. Для управления частотой автоколебаний такого генератора между выходом релейного элемента и входом интегратора включают перемножитель сигнала $y_2(t)$ на постоянный коэффициент.

Порождающая система может вместо операционных усилителей и аналоговых напряжений использовать другой физический носитель. Например, распространение поверхностных акустических волн в кристалле из пьезокварца с нанесенными на его поверхность неоднородностями описывается уравнениями, решения которых могут представлять собой радиосигнал с определенным законом изменения параметров. В табл. 7.1 (п. 7) представлен пример формирования сигнала сложной формы за счет периодического ударного возбуждения дисперсионной линии задержки на поверхностных акустических волнах коротким импульсом $\delta(t)$. Если зависимость времени задержки от частоты в ДЛЗ выбирается линейной, то ее импульсная реакция близка к ЛЧМ радиоимпульсу.

К числу динамических систем с импульсными выходными сигналами относится синтезатор псевдослучайных последовательностей импульсов (табл. 7.1, п. 6), который представляет собой соединенные в кольцо сдвиговый регистр из n триггеров Тр1…Трn и сумматор по модулю два Сум2 с весовыми коэффициентами, определяющими характеристиче-

ский двоичный полином выходной M-последовательности. Например, для $n = 10$ триггеров при суммировании отводов от 7-го и 10-го в зависимости от начальных условий в этой схеме получается 60 различных ортогональных M-последовательностей длительностью в $2^n - 1 = 1023$ раза большей, чем задержка в одиночном триггере.

В настоящее время найдено и исследуется большое число детерминированных динамических систем, процессы в которых при определенных параметрах и начальных условиях представляют собой непериодический хаотический процесс $y(t)$. В табл. 7.1, п. 8 представлен пример системы уравнений, описывающих аттрактор Лоренца, процессы в котором могут иметь такой характер при определенных значениях коэффициентов и начальных условий. Поведение сложных сигналов такого вида невозможно прогнозировать на сравнительно большие отрезки времени и, следовательно, их формирование с помощью порождающей системы является наиболее корректным.

Порождающая динамическая система может описываться или дифференциальными уравнениями с непрерывной независимой переменной (временем), или уравнениями в частных производных, или разностными уравнениями, или структурой с обратными связями. Ее техническая реализация может базироваться на аналоговых сигналах или цифровых потоках. Варианты порождающей системы могут возникать при замене переменной, при преобразовании дифференциального уравнения в интегродифференциальное или интегральное уравнение относительно первой или второй производной исходной переменной. В таком случае следует выбирать вариант, который точнее реализуется технически. На рис. 7.8 показана схема динамической системы, порождающая функции Бесселя $v(t) = J_n(t)$. Они являются решением интегрального уравнения

$$v(t) = -\frac{1}{t}\int v(t)dt - \left(T^2 - n^2/t^2\right)\iint v(t)dtdt,\ 0 \le t \le T,$$

которое получается из табл. 7.1, п. 2 двукратным дифференцированием исходной переменной. Перемножители П1 и П2 формируют коэффициенты, зависящие от времени; коэффициент нелинейной функции в П2 задает порядок n функции Бесселя, а коэффициенты передачи интеграторов И1 и И2 — длительность процесса T во времени.

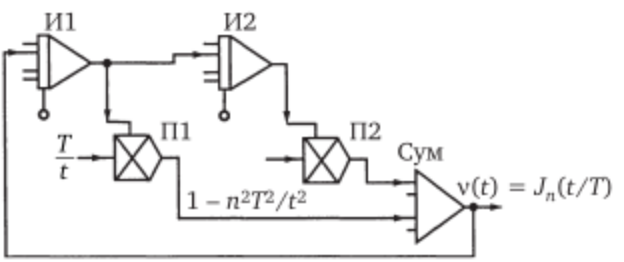


Рис. 7.8. **Схема динамической системы, порождающая функции Бесселя**

Сигнал в порождающей динамической системе формируется в темпе вычислительного процесса. Можно изменить масштаб времени, в котором формируется сигнал, если изменить коэффициенты уравнения или, например, записать коды отсчетов сигнала в запоминающее устройство, а затем воспроизвести $y(t)$ через цифроаналоговый преобразователь в нужном темпе. Можно также изменением в уравнении знака коэффициента при независимой переменной (времени t) формировать сигнал, в котором независимая переменная изменяется в обратном направлении по сравнению с исходным. В этом случае неустойчивые в обычных условиях процессы становятся устойчивыми, и наоборот.

Важная особенность порождающих динамических систем состоит в том, что момент начала генерирования выходного сигнала определяется включением возбуждающего сигнала. Кроме того, такие системы проявляют избирательные свойства по отношению к возбуждающим сигналам определенной формы. По существу они являются резонансными цепями по отношению к сигналам, негармоническая форма которых близка к их собственным функциям. Поэтому такие системы называют согласованными фильтрами. В ответ на возмущение в виде короткого импульса они генерируют сложный сигнал определенной формы — тогда речь идет о фильтрах растяжения во времени. При поступлении на вход динамической системы сигнала согласованной (комплексно сопряженной) формы они формируют короткий импульс и проявляют тем большую избирательность, чем больше база сложного сигнала по сравнению с единицей и чем ближе форма возбуждающего сигнала к собственной функции системы; получается фильтр сжатия сигнала во времени.

Примером динамической системы, порождающей одновременно два когерентно связанных сигнала сложной формы является схема, рассмотренная в подразд. 6.3 и представленная на рис. 6.6. Один из выходных сигналов этой динамической системы $e_м(t)$ в силу свойства модуляционной характеристики ГУН пропорционален частоте повторения высокочастотного выходного сигнала $u(t)$. Такая схема является цифроаналоговым автоматом, настроенным на формирование когерентных сигналов с параметрами, записанными в блоке памяти.

Согласованная с сигналом сложной формы динамическая система может быть измерителем отклонений сигнала от заданной формы. Такие отклонения появляются в качестве погрешностей технической реализации устройства формирования или несут информацию о свойствах среды распространения в радиолокационных задачах. Если отклонений от заданной формы нет, то форма простого выходного сигнала измерителя аппроксимирует δ-функцию, т. е. имеет вид гауссовой кривой или функции $(\sin x)\ /\ x$ с длительностью, обратно пропорциональной занимаемой полосе частот. Погрешности формирования входного сигнала проявляются в виде отклонений реакции системы от указанной простой формы, как это происходит в анализаторах спектра. В них гармонический сигнал вызывает выходную реакцию в виде узкой спектральной линии, а более сложное колебание преобразуется к спек-

тральной плотности преобразования Фурье. Рассмотренные в гл. 1 интегральные преобразования (см. табл. 1.1 и 1.2) выполняют роль таких динамических систем.

7.4. Аппроксимация на частичных отрезках времени

Если сигнал на всем интервале времени определения слишком сложен для синтеза, то задачу создания синтезатора сигнала заданной формы можно упростить за счет выделения нескольких частичных отрезков времени, на каждом из которых используется более простая аппроксимирующая функция. При этом поведение соседних функций на границах сшивания надо согласовать по ординате и по нескольким первым производным. Границы частичных отрезков времени могут располагаться неравномерно, чтобы выровнять наибольшие погрешности на всем ансамбле отрезков. Наиболее разработан математически и технически сплайновый метод синтеза сложных сигналов представлением его на частичных отрезках.

Сплайном называют функцию, заданную на промежутке времени $(0\ldots T)$, которая на частичных отрезках $[t_i, t_{i+1}]$ описывается полиномом степени m, а на границах этих отрезков имеет непрерывную производную $(m-1)$-го порядка. Сетка узлов, образованных границами частичных отрезков, может быть неравномерной. Ступенчатая аппроксимация исходной функции представляет собой сплайн нулевого порядка, линейно-ломаная — сплайн первого порядка, гладкая квадратичная аппроксимация — сплайн второго порядка.

Простейший цифровой синтезатор сплайнов нулевого порядка с равномерным тактированием основан на последовательных выборках чисел из памяти постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) с фиксированным тактовым интервалом $1 / f_т$. К его недостаткам можно отнести фиксированные значения дискретов по ординатам и по времени независимо от свойств формируемого сигнала. Для сигналов, содержащих одновременно участки быстрого и медленного изменения, например для импульсных сигналов или сигналов треугольной формы, такая структура синтезатора будет явно не оптимальной: величину фиксированного шага по времени надо рассчитывать на наибольшую скорость изменения сигнала, а на остальных участках возможности быстродействия не используются. Следствием этого является излишнее число ячеек памяти для хранения отсчетов, что влечет за собой увеличение времени считывания.

Для приближения структуры сплайнового устройства апроксимации к оптимальному надо выравнивать на соседних участках информативность последующих значений подлежащей синтезу функции по отношению к предшествующим. Таким образом можно минимизировать число участков по времени и разрядность представления ординат в цифровой форме.

Рассмотрим два варианта цифрового формирования сигнала $y(t)$ в виде сплайна нулевого порядка, структурные схемы которых представлены на рис. 7.9. Схема, представленная на рис. 7.9, а, использует простые выборки из произвольного сигнала $y(t)$ с постоянным тактовым интервалом $1 / f_т$, т. е. работает как сплайновый аппроксиматор нулевого порядка с постоянным шагом по времени и ординатам без учета свойств синтезируемой функции. Возможно, что удается разделить весь интервал времени на несколько частичных интервалов так, что между узлами сигнал будет представлен линейными функциями. При этом можно существенно сократить число требуемых ячеек памяти и увеличить частоту повторения формируемого сигнала. Пусть, например, 16-разрядные отсчеты сигнала y_i записаны в 32*К* ячейках ПЗУ (см. рис. 7.9, *а*); счетчик тактируется равномерно во времени с частотой $f_т$ от опорного генератора; узел ЦАП преобразует последовательные отсчеты из памяти ПЗУ в выходной сигнал $y(t)$, который периодически повторяется на отрезке времени $T = 2^{32} / f_т$. Представим массив $\{y_i\}$ суммой узловых значений Y_i, между которыми коды ординат меняются в зависимости от кода адреса с постоянной крутизной k_i в следующем виде: $y_i = Y_i + k_i\Delta x$. Если выделить в 12-разрядном адресном пространстве ПЗУ1 (см. рис. 7.9, б) четыре выходных разряда для записи значений крутизны k_i и 12 разрядов для записи массива Y_i, а ПЗУ2 использовать как табличный умножитель чисел k_i на младшие разряды кода частичного интервала Δx, то суммарное число ячеек памяти в ПЗУ1 и ПЗУ2 для схемы, представленной на рис. 7.9, *б*, уменьшится в 15 раз по сравнению с объемом ПЗУ в схеме, представленной на рис. 7.9, *а*.

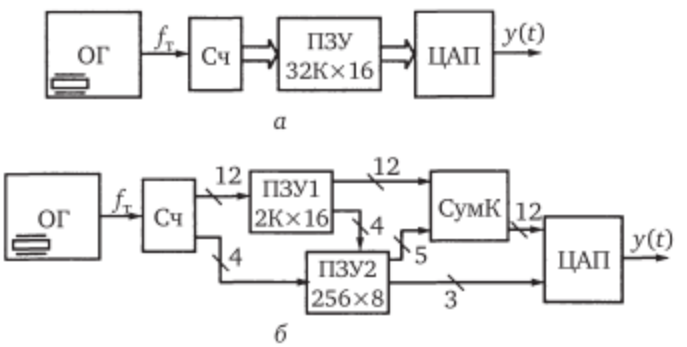


Рис. 7.9. **Структурная схема синтезатора сложного сигнала равноотстоящими во времени отсчетами (*а*) и схема представления его линейной аппроксимацией между узлами (*б*)**

Применение сплайнов с неравномерным расположением узлов позволяет исключить избыточность задания ординат для сигналов сложной формы при заданных требованиях к погрешностям аппроксимации, что в конечном итоге приводит к увеличению быстродействия. Пусть, например, сигнал $y(t)$ задан неравномерным расположением узлов $\{y(t_i)\}$ и принято решение использовать линейно-ломаную

аппроксимацию сплайном первого порядка, как показано на рис. 7.10. Для каждого из частичных отрезков определяются его длительность τ_i и крутизна изменения ординаты S_i. Массив данных о параметрах сигнала $\{\tau_i, S_i\}$ записывается в ПЗУ (рис. 7.11). Тактовый генератор (ТГ) задает частоту $f_т$ тактирования процессов в таймере и реверсивном счетчике (РС). В начале каждого частичного интервала в таймер из ПЗУ переписывается код длительности интервала τ_i, а в РС — код крутизны S_i. В каждый момент тактирования с частотой $f_т$ происходит добавление или вычитание числа S_i к текущему значению кода k_i, который преобразуется в ЦАП. По истечении отрезка времени, определяемого величиной τ_i, выходной импульс таймера увеличивает на единицу число в адресном счетчике, что приводит к вводу значений крутизны и длительности следующего частичного отрезка. Объем Сч равен числу N частичных отрезков. После переполнения Сч возникает импульс $e(t)$ начала цикла формирования, который можно использовать для сброса кода k_i в исходное положение или для организации автоматической подстройки размаха выходного сигнала.

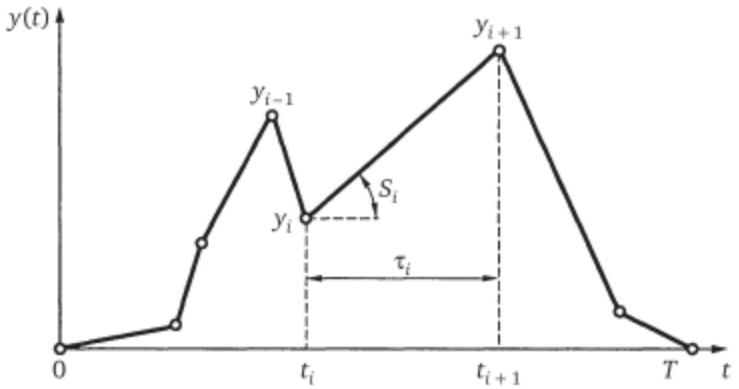


Рис. 7.10. **График функции $y(t)$, заданной значениями отсчетов y_i и крутизны S_i или длительностей τ_i**

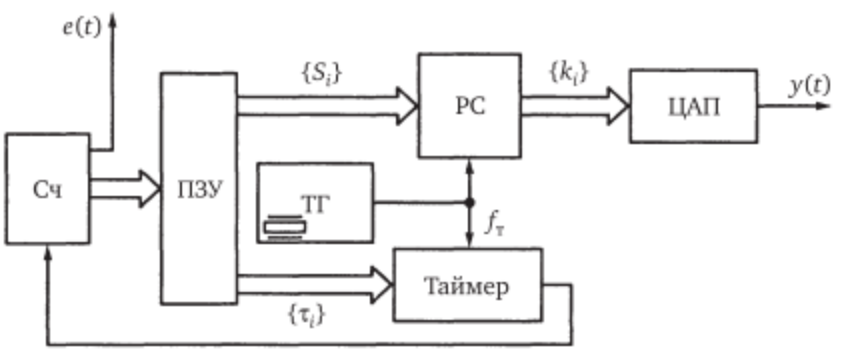


Рис. 7.11. **Структурная схема синтезатора сложного сигнала $y(t)$ в виде сплайна первого порядка, заданного массивами длительностей $\{\tau_i\}$, и скорости изменения сигнала в узловых точках $\{S_i\}$**

Схему, представленную на рис. 7.11, можно изменить для использования кусочно-параболической или кубической аппроксимации (сплайн 2-го или 3-го порядка), записывая в ЗУ дополнительно несколько рассчитанных заранее чисел, определяющих положения узлов, скорость и вторую производную изменения ординат, которые будут передаваться на цепочку из нескольких реверсивных счетчиков, аналогично тому, как это сделано в схеме с цепочкой накопительных сумматоров (см. рис. 6.1). В этом случае формируемый сигнал будет проходить через заданные точки, а первая и вторая производные станут непрерывными, что повысит качество аппроксимации.

Недостаток синтезатора, представленного на рис. 7.11, состоит в том, что погрешности формирования ординат y_i накапливаются с увеличением номера отсчета и числа периодов, поскольку из памяти задаются только значения крутизны. Возможно другое техническое решение, когда при линейно-ломаной аппроксимации (см. рис. 7.10) вместо кодов длительности отрезков τ_i используются коды пороговых значений ординат $П_i$, а вместо таймера (см. рис. 7.11) — пороговое устройство сравнения текущего значения k_i с очередным пороговым значением y_i. Такой вариант синтезатора не накапливает погрешность по ординатам, так как все они исходно заданы массивом данных. Однако технические погрешности его реализации приводят к ошибкам расположения узлов аппроксимации во времени, которые недопустимо возрастают, если ординаты двух соседних узлов одинаковы — в этом случае пороговое устройство не срабатывает и необходим таймер. Отмеченный недостаток схемы, представленной на рис. 7.10, можно устранить, дополнив ее системой автоматической коррекции ординаты в моменты сшивания начала и конца интервала формирования.

На рис. 7.12 показана структурная схема синтезатора сложного сигнала на базе массива узловых значений крутизны и порога по ординате $\{S_i, П_i\}$, который дополнен блоком сравнения (БС) для установки длительности в случае появления нулевой крутизны $S_i = 0$ и системой автоматической подстройки периода повторения для коррекции погрешностей на каждом цикле формирования. Коды крутизны S_i преобразуются в напряжение на выходе ЦАП1 и изменяют скорость изменения выходного сигнала $y(t)$ интегратора на текущем участке аппроксимации. Когда фактическое напряжение выходного сигнала достигает заданного порогового значения, определяемого кодом $П_i$, то на выходе порогового устройства (ПУ) появляется импульс, увеличивающий на единицу адрес в счетчике. Если в массиве данных на месте кода крутизны S_i записано нулевое значение, то соответствующий этому участку код $П_i$ будет означать длительность τ_i участка аппроксимации с нулевой крутизной. Блок сравнения в этом случае запускает внутренний таймер, по окончании счета в котором ПУ передает на адресный АС импульс перехода к следующему адресу. По окончании цикла формирования сигнала на выходе счетчика появляется импульс сброса $e(t)$, положение которого во времени сравнивается в ИФД с положе-

нием импульсов ОГ с частотой повторения $F_п$, а сигнал рассогласования от одного цикла формирования к другому корректирует начальное напряжение $y(0)$ на интеграторе. Использование в схеме, представленной на рис. 7.12, аналогового интегратора в отличие от реверсивного счетчика, используемого в схеме, представленной на рис. 7.11, позволяет существенно повысить быстродействие синтезатора, так как сравнительно медленные цифровые узлы здесь используются только для изменения параметров сплайна 1-го порядка на границах частичных отрезков аппроксимации. Для дополнительного уменьшения погрешностей аппроксимации быстродействующих аналого-цифровых синтезаторов сложных сигналов схема, представленная на рис. 7.12, может быть дополнена еще одним или двумя аналоговыми интеграторами, включенными последовательно с Инт, начальные условия в которых задаются из ПЗУ. В этом случае выходной сигнал может быть сформирован как гладкий не только по ординате, но и по ее первой и второй производным. Соответствующие значения коэффициентов, обеспечивающие сшивание производных на границах участков, просчитываются заранее и записываются в ПЗУ.

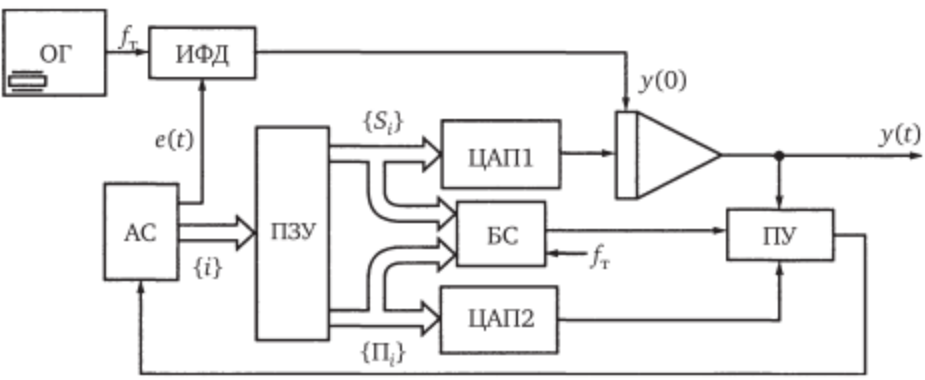


Рис. 7.12. **Структурная схема синтезатора сложного сигнала с коррекцией погрешностей длительности**

Принцип кусочной (сплайновой) аппроксимации можно использовать совместно с базовыми узлами другого типа. Например, если в синтезаторе на основе функций Уолша по схеме, представленной на рис. 7.2, совокупность кодов $\{A_k\}$ переключать при переходе от одного частичного отрезка времени к другому, то можно снизить требования к допустимым погрешностям формирования на каждом из участков или сократить число требуемых базисных функций. Соответствующая структурная схема представлена на рис. 7.13. В этой схеме ОГ с кварцевой стабилизацией частоты и ГФУ образуют быстродействующий цифровой автомат формирования ансамбля двухуровневых базисных функций $\{\varphi_k(t)\}$. Интервал аппроксимации сигнала разбивается на N частичных отрезков, ординаты границ которых Y_n, $n = 1, 2, \ldots, N$, записываются в ПЗУ вместе с набором коэффициентов $A_{1,\,n}$,

…, $A_{k,\,n}$ для каждого частичного интервала. Перемножители (П) кода $A_{k,\,n}$ на сигнал $\varphi_k(t)$ выполняются, например, в виде цифроаналоговых преобразователей, в которых в качестве опорного напряжения использован сигнал $\varphi_k(t)$. Значения выходного сигнала $y(t)$ в РЭ сравниваются с ординатами, которые заданы кодами Y_n. По достижении указанного граничного значения импульс с выхода РЭ увеличивает на единицу адрес в счетчике, что приводит к изменению набора коэффициентов $A_{1,\,n}$, …, $A_{k,\,n}$ и порогового значения Y_n для следующего частичного интервала. Применение схемы, представленной на рис. 7.13, увеличивает верхнюю граничную частоту синтезаторов сигналов по сравнению со схемой, представленной на рис. 7.2, так как на каждом частичном отрезке времени можно ограничиться небольшим числом функций $\varphi_k(t)$.

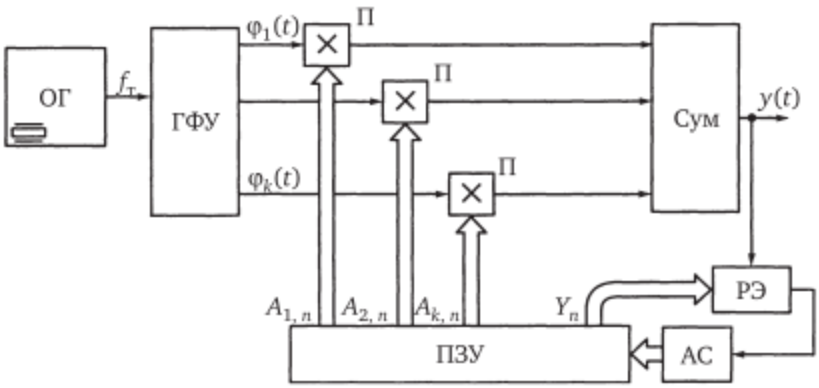


Рис. 7.13. **Структурная схема быстродействующего синтезатора сложного сигнала на основе представления функциями Уолша на частичных интервалах времени**

7.5. Синтезаторы звуковых сигналов

При формировании электрических сигналов звукового диапазона не возникает заметных принципиальных ограничений с цифровым представлением сигнала его отсчетами в темпе процесса. Однако сами сигналы здесь оказываются намного более сложными, поэтому сказывается продолжительность вычислительных процессов.

Сложные сигналы звукового диапазона могут быть представлены отсчетами с частотой повторения не менее 40 кГц. Если они предназначены для преобразования физического носителя из электрического напряжения к слышимым человеком акустическим колебаниям плотности воздуха, то характеристики синтезаторов таких сигналов должны учитывать физиологические особенности человеческого слуха и восприятия звуков. Наука о физиологии человека в связи с его слуховыми ощущениями сложилась со своей терминологией и со своими понятиями независимо от точных физических и технических наук, поэтому надо сопоставить базовые категории в области пересечения

интересов восприятия звуков человеком и техники формирования слышимых сигналов.

Электронные синтезаторы музыкальных сигналов могут рассматриваться как класс прикладных устройств формирования периодических сигналов негармонической формы с управляемыми в широких пределах параметрами. Для грамотной разработки и использования музыкальных синтезаторов необходимо освоить смежные вопросы извлечения и восприятия звуков и музыкальной акустики.

На физическом уровне звуковой сигнал описывается формой изменения упругих волн в воздухе, размахом колебаний звукового давления, спектральным составом колебаний, взаимодействием спектральных компонент сложного колебания с психофизиологическими рецепторами человека. Частотный диапазон слышимых человеком звуков составляет примерно 16 Гц…20 кГц и занимает, таким образом, три декады, или около 10 октав: $k_f \approx 10^3 \approx 2^{10}$. Некоторые животные (например, дельфины, летучие мыши) воспринимают ультразвуковые акустические колебания в диапазоне частот до 200 кГц. Интенсивность слышимых человеком звуков изменяется в очень широком диапазоне: стандартный болевой порог человеческого уха превышает порог слышимости на 120 дБ. Характер звука может быть различным: речь, монотонный шум, удары и т. д. Особое место среди воспринимаемых звуков занимают музыкальные. Их особенность состоит в том, что за время восприятия сигнала человеком колебания звукового давления состоят из квазипериодических компонент, различающихся по высоте, тембру, громкости и длительности.

Сочетания и чередования музыкальных сигналов образуют созвучия, мелодии, произведения, являются объектом музыкального искусства. Они способны выражать мысли, эмоции и волевые процессы человека, могут служить средством общения людей и управлять их поведением. Элементарные фрагменты музыкальных сигналов представляют собой периодические колебания с малой относительной шириной спектральной линии, а тембровые оттенки характеризуются соотношением интенсивности колебаний основной частоты и ее высших гармоник.

Монохроматический звуковой сигнал в музыкальной акустике называют чистым тоном, а его частоту F — высотой тона. Основной тон слышимых музыкальных звуков может иметь высоту от «до» субконтроктавы ($F \approx 16$ Гц) до «ре» пятой октавы ($F \approx 4$ кГц). Более высокие слышимые частоты относятся к обертонам (частотным гармоникам) основного тона. Состав обертонов (распределение их амплитуд в зависимости от номера) определяет тембр, т. е. физиологическую окраску восприятия звукового сигнала, и позволяет различать источники звука одной и той же высоты. Физиологическими исследованиями установлено, что слуховые рецепторы человека воспринимают в виде тембра, главным образом, амплитудные соотношения в спектре звука, а к фазовым соотношениям между обертонами (высшими гармониками основного тона) чувствительность небольшая. Звукорежиссеры

высококачественного вещания учитывают до 100 обертонов, выравнивают фазовые соотношения между ними для снижения пик-фактора и используют частоту дискретизации до 96 кГц.

Громкость характеризует субъективное слуховое ощущение человека и зависит от размаха колебаний звукового давления, высоты тона, продолжительности восприятия звука, состояния слуха индивидуума. Каждый музыкальный звук имеет передний фронт нарастания, огибающую мощности и задний фронт спада громкости, на которых тембр может быть различным.

Два или несколько одновременно слышимых тонов образуют звукосочетание (интервал, или аккорд). Звукосочетания являются консонансными (созвучными), если составляющие их частоты находятся в простых дробно-рациональных соотношениях. Например, при $F_2 / F_1 = 2$ двухтоновый интервал называется октавой, при $F_2 / F_1 = 3 / 2$ — чистой квинтой, при $F_2 / F_1 = 4 / 3$ — квартой, при 5 / 4 — большой терцией.

В соответствии с принятым в европейской музыке с XVIII в. равномерно-темперированным строем множество тонов разделено на 10 октав, а каждая октава разделена в логарифмической шкале на 12 равных полутонов. Благодаря этому смещение всех ступеней мелодии на равное число полутонов (транспонирование тональности вверх или вниз) не меняет мелодического восприятия последовательности звуков или аккорда, а на музыкальных инструментах с фиксированной настройкой (фортепиано, орган, аккордеон, арфа и др.) можно повторять записанные знаками музыкальной транскрипции произведения.

В качестве базового в музыке принят чистый тон с частотой $F_0 = 440 \pm 0{,}1$ Гц, соответствующий высоте звука «ля» первой октавы. Частоты $F_{m,n}$ для произвольной ступени звукоряда по номеру октавы m и номеру полутона внутри октавы n можно найти по соотношению

$$F_{m,n} = 10^{\left(m-1+\frac{n-9}{12}\right)\lg 2} F_0. \qquad (7.4)$$

Значение $m = 1$ соответствует первой октаве. Нулевой номер полутона $n = 0$ соответствует ноте «до», …, $n = 11$ — ноте «си». Таким образом, звуку «ля» первой октавы соответствует $m = 1$, $n = 9$. Основные частоты воспроизводимых на фортепиано звуков изменяются от $F = 27{,}5$ Гц («ля» субконтроктавы) до $F = 4186$ Гц («ля» пятой октавы). Расположение символа ноты на нотном стане в виде пяти линеек свидетельствует о высоте ноты, назначенной автором.

Каждой ноте или паузе в записи текста музыкального произведения присваивается определенная длительность. Приблизительный темп исполнения, тембр звучания, связность и громкость соседних нот задаются автором и могут изменяться в ходе исполнения. Таким образом, запись мелодии или музыкального произведения в знаках традиционной музыкальной транскрипции может быть преобразована в массив числовых данных о звучании каждой ноты, где будут содержаться

следующие сведения: частота основного тона; длительность звучания ноты; спектральный состав несущего колебания; уровень усредненной за период основного тона мощности с учетом модуляции параметров на переднем фронте, основном отрезке и на фронте спаде звучания каждой ноты. Разумеется, что такая формализованная цифровая запись будет лишь приблизительно отражать основные черты замысла автора.

Тембр звучания зависит от вида музыкального инструмента, способов звукоизвлечения и звуковоспроизведения, а на физическом уровне определяется формой несущего колебания звукового давления. Например, для упругой металлической струны электрогитары длиной L, закрепленной на концах и совершающей периодические колебания в плоскости щипка, зависимость перемещений точек струны от расстояния x и времени t можно записать в виде

$$y(x,t) = y_0 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\pi k x_0 / L)\sin(\pi k x / L)}{(x_0 / L - L / x_0)(k\pi)^2} \cos(2\pi k f_1 t), \qquad (7.5)$$

где y_0 — начальное отклонение положения струны от состояния равновесия в точке щипка x_0; f_1 — частота основного тона.

Частота основного тона определяется по формуле

$$f_1 = a / 2L,$$

где a — отношение натяжения струны к ее плотности.

Мгновенные значения выходного электрического сигнала $u(t)$ электромагнитного звукоснимателя (ЗС), расположенного вблизи точки $x_{ЗС}$, пропорциональны перемещению этой точки струны $y(x_{ЗС}, t)$, а форма напряжения $u(t)$ — несинусоидальная.

На рис. 7.14 представлен график изменения с течением времени t пространственной формы струны $y(x)$ во время звучания, если при $t = 0$ произведен щипок на величину y_0 на расстоянии x_0 от ее левой закрепленной точки.

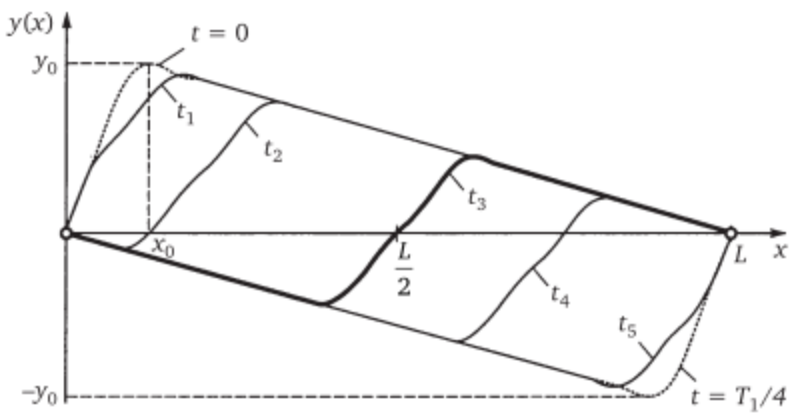


Рис. 7.14. **График изменения формы струны во время звучания при $x_0 = 0{,}1L$:** $0 < t_1 < t_2 < t_3 < t_4 < t_5 < T_1 / 4$

На рис. 7.15 представлены графики для $x_0 = 0{,}1L$ выражению (7.5) выходного напряжения звукоснимателя $u(t)$ при различном расположении звукоснимателя: при $x_{ЗС} = 0{,}3L$ — пунктирной линией; при $x_{ЗС} = 0{,}1L$ — штрихпунктирной линией. Сплошной линией на этом рисунке показан график колебаний звукового давления $u_{инт}(t)$ вдали от струны (для акустической гитары), полученная из выражения (7.5) по соотношению

$$u_{инт}(t) = (2 / T_1) \int_{x=0}^{L} y(x,t)dt.$$

Форма несущего колебания, а следовательно, и тембр звучания электрогитары и акустической гитары различаются в зависимости от места щипка, а в электрогитаре — еще и от расположения звукоснимателя.

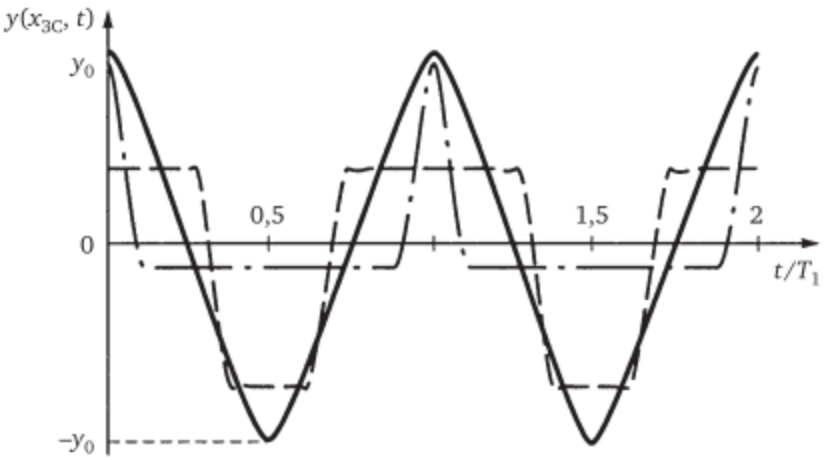


Рис. 7.15. **График зависимости формы несущих колебаний от времени на выходе звукоснимателя электрогитары при $x_{ЗС} = 0{,}3L$ (пунктирная линия), при $x_{ЗС} = 0{,}1L$ (штрихпунктирная линия) и колебание акустической гитары при $x_0 = 0{,}1L$ (сплошная линия)**

Анализ спектра Фурье от функций времени $y(t)$ из выражения (7.5) показывает, что основная часть энергии колебания струны сосредоточена в полосе частот от f_1 до примерно $20f_1$ в зависимости от расположения точек щипка и звукоснимателя. Затухание колебаний струны продолжается примерно 4000 периодов $T_1 = 1 / f_1$, что эквивалентно значению добротности $Q \approx 4 \cdot 10^3$, характерной для кварцевых резонаторов.

В других музыкальных инструментах форма колебаний звукового давления и тембр звучания также разнообразны. На рис. 7.16 показана зависимость звукового давления, создаваемого металлическим духовым инструментом — трубой, от времени (для ноты «ля» первой октавы). Видны ее существенные отличия от монохроматического синусоидального колебания.

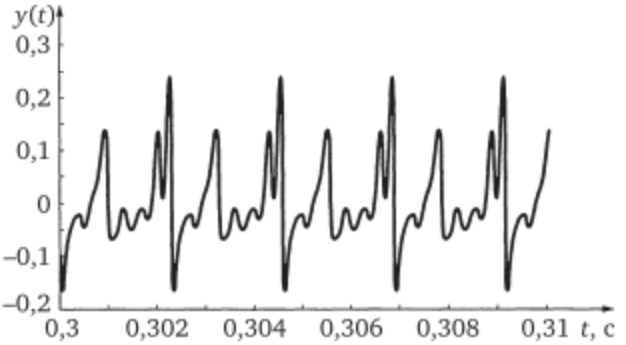


Рис. 7.16. **Зависимость звукового давления, создаваемого металлическим духовым музыкальным инструментом — трубой, от времени**

На рис. 7.17 показан амплитудный спектр звучания трубы, соответствующий форме колебания, представленного на рис. 7.16. Ширина спектральных линий процесса (см. рис. 7.17) на 35…40 дБ меньше, чем значение несущей частоты, что говорит о высокой стабильности частоты музыкального звука. Число заметных обертонов в звучании трубы — не менее 15, а их уровень изменяется немонотонно с увеличением номера. Можно также отметить, что амплитуда второй гармоники оказалась больше, чем амплитуда основного тона колебания, что свидетельствует о сильных отличиях формы колебаний от синусоидальной.

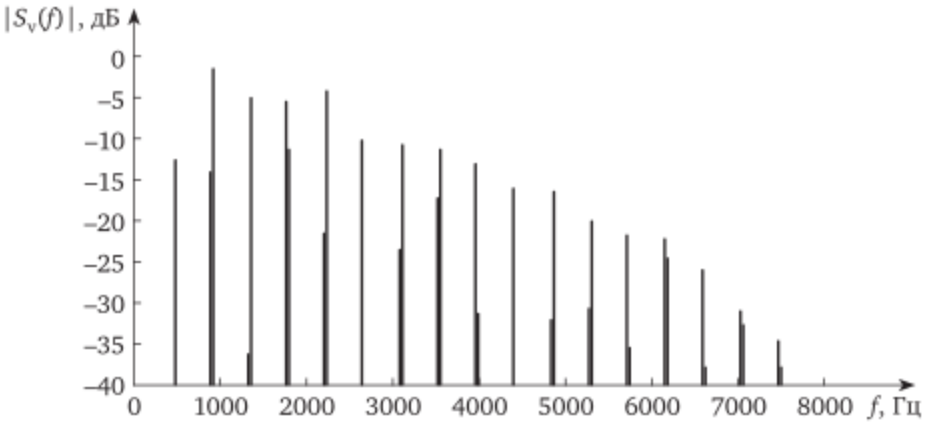


Рис. 7.17. **Амплитудный спектр звучания трубы**

Для сложных музыкальных звуков характерны медленные по сравнению с периодом несущей, но заметные на слух для восприятия вариации огибающей колебаний. На рис. 7.18 показана форма огибающей сигнала звучания трубы при исполнении ноты «ля» первой октавы на отрезке времени в несколько секунд. Можно обратить внимание на несимметричность огибающей; периодические выбросы огибающей, связанные с колебаниями различных участков трубы; длительность фронта атаки (нарастания) и фронта спада, характер сравнительно

ровного звучания духового инструмента. Для анализа таких сложных сигналов целесообразно использовать двумерные спектральные преобразования (см. табл. 1.2, п. 1.3).

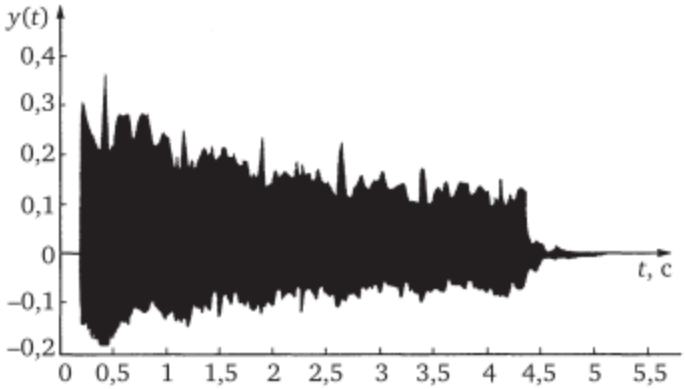


Рис. 7.18. **Огибающая сигнала звучания трубы**

Электронные синтезаторы музыкальных звуков строятся как многоканальные устройства формирования периодических сигналов установленной для выбранного музыкального инструмента формы с управляемыми в широких пределах параметрами. Синтезатор формы сигнала сопрягается с усилителем мощности и звуковоспроизводящим устройством, которые работают в сверхширокой полосе частот: $k_f \approx 10^3$ и в сверхшироком динамическом диапазоне.

Простейший синтезатор одноголосной мелодии можно создать (рис. 7.19) на основе синтезатора отсчетов сигнала негармонической формы. Данные о мелодии из N звучащих одна за другой нот могут быть представлены в блоке памяти мелодии массивом из N пар чисел, одно из которых кодирует высоту основного тона, другое — длительность звучания этой ноты. Если в мелодическом рисунке встречается пауза, то на месте кода высоты указывается число, выделенное как признак паузы, появление которого приводит к выключению звука на заданное время.

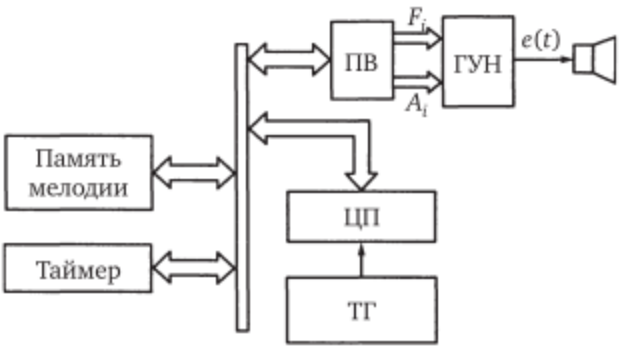


Рис. 7.19. **Схема простейшего синтезатора одноголосной мелодии**

При запуске синтезатора мелодии центральный процессор (ЦП) считывает первую пару чисел и пересылает код высоты на порт вывода (ПВ), а код длительности — в таймер. Форма колебания на каждом периоде определяется генератором ГУН и может быть синусоидальной, треугольной, прямоугольной или иной периодической. По истечении заданной кодом длительности времени таймер сигнализирует процессору о необходимости считывания следующей пары чисел.

Таким образом, программирование синтезатора мелодии, представленного на рис. 7.19, сводится к следующим действиям:

1) переход от записанных по правилам музыкальной транскрипции условных наименований нот и их длительностей к физическим единицам частоты в герцах с учетом дискретизации частот по соотношению (7.4) и к физическим единицам длительностей в секундах;

2) пересчет физических величин в коды частоты и длительности в соответствии с параметрами использованного процессора;

3) запись массива данных в память процессорной системы и отладка программы управления.

Относительная погрешность установки номинальных значений частоты в соответствии с требованиями равномерно-темперированного строя должна быть не более 10^{-3}. Для формирования пауз между отдельными нотами и между циклами воспроизведения мелодии необходимо предусмотреть коммутацию выходной амплитуды сигнала.

Более высоким качество одноголосной мелодии будет, если кроме данных о высоте и длительности записать в память код громкости и ввести в состав ГУН или усилителя мощности амплитудный модулятор.

Процессор обработки звука в высококачественных синтезаторах может обогащать базовые мелодии, синтезируя последовательность чередования высоты и длительности колебания основного тона, применительно к тому или иному музыкальному инструменту и к фоновому ударному сопровождению. Каждый канал такого синтезатора соответствует одному типу музыкального инструмента, поэтому для оркестрового звучания необходимо большое число каналов и устройство линейного суммирования электрических сигналов в частотной полосе от 15 Гц до 20 кГц в очень широком динамическом диапазоне. Число каналов (голосов) обычно составляет от 1 до 64, динамический диапазон выходных напряжений — до 60…80 дБ, число вариантов имитируемых музыкальных инструментов, способы обработки вводимых данных определяются программным обеспечением.

Для высокого качества восприятия синтезированных звуков необходимо звуковоспроизводящее устройство с равномерной АЧХ в указанной полосе частот, с широким динамическим диапазоном уровня и неискаженной пиковой мощностью, которая на десятки децибел превосходит среднюю из-за чрезвычайно высокого пик-фактора звуковых сигналов.

Контрольные вопросы

1. Каковы различия между простыми и сложными, между узкополосными и сверхширокополосными сигналами?
2. При каких условиях понятия «амплитуда» и «фаза» можно применять к СШП сигналам?
3. Перечислите достоинства и недостатки вариантов выбора класса базисных функций при синтезе сложного сигнала представлением в виде суммы базисных.
4. Как можно снизить пик-фактор многочастотного сигнала?
5. Как синтезировать ансамбль гармонических сигналов с неравномерным расположением их частот?
6. Приведите примеры порождающих систем для сигналов различной формы.
7. Как реализуется принцип представления сложного сигнала в виде сплайна? Как выбирается порядок сплайна?
8. Как снизить погрешности длительности при синтезе сложного сигнала сплайнами по порогам и крутизнам участков аппроксимации?
9. Чем отличаются музыкальные звуковые сигналы от СШП сигналов общего вида?
10. Какую форму во времени и в пространстве имеют колебания музыкальной струны?
11. Как устроены синтезаторы сложных звуковых сигналов?

Глава 8
МАТЕРИАЛЫ, ДОБАВЛЕННЫЕ ПРИ ПОДГОТОВКЕ 2-ГО ИЗДАНИЯ

8.1. Обеспечение электромагнитной совместимости при формировании радиосигналов

Выше, в гл. 1 рассмотрены временны́е и спектральные характеристики основных типов сигналов, используемых в радиоэлектронных системах беспроводной передачи информации. В связи с обострением дефицита частотного ресурса для радиосредств, работающих в общих полосах частот на ограниченной территории, стала чрезвычайно актуальной задача соблюдения действующими и проектируемыми радиоэлектронными средствами нормативов на побочные излучения без создания неумышленных и недопустимых помех другим средствам и службам [38—39]. Государственной комиссией по радиочастотам (ГКРЧ) при Мининформсвязи России в соответствии с ГОСТ Р 50842—95, правилами Регламента радиосвязи [40], рекомендациями Международного союза электросвязи установлены ограничения на параметры электромагнитных излучений технических средств различного назначения, способных создавать недопустимые помехи другим средствам и объектам. Эти требования электромагнитной совместимости (ЭМС) представляют собой компромисс между удовлетворительным выполнением основного функционального назначения технического средства и угрозой создания недопустимых электромагнитных помех нормальному функционированию других средств.

В традиционных радиосистемах с узкой относительно несущей частоты f_0 занимаемой частотной полосой $\pm П_c$ ½ f_0 уровень спектральной плотности мощности (СПМ) побочных излучений радиопередающего устройства (РПДУ) слабо убывает за пределами указанной полосы частот. Из рассмотрения рис. 1.10 видно, что максимальный уровень первого бокового лепестка спектра радиосигнала с двухпозиционной фазовой манипуляцией ФМ-2 при отстройке по частоте от границ основного лепестка спектра на $\pm$½$П_c$ лишь на 13,2 дБ ниже уровня основного. Поэтому для выполнения нормативов ЭМС в структуре РПДУ предусматривают технические решения, которые снижают уровень внеполосных мешающих излучений до нормативных значений.

На рис. 8.1 показаны сплошными линиями графики СПМ в зависимости от расстройки относительно выделенной несущей частоты $(f - f_0) / П_c$ при нескольких значениях индекса модуляции ν для сигнала передачи телеметрической информации со спутника Земли способом частотной манипуляции минимальным сдвигом с непрерывной фазой и гауссовским сглаживанием (ГМЧМ, GMSK). Пунктирной линией на этом рисунке показан вид нормативной в соответствии с [42] частотной маски SFCG 21-2.

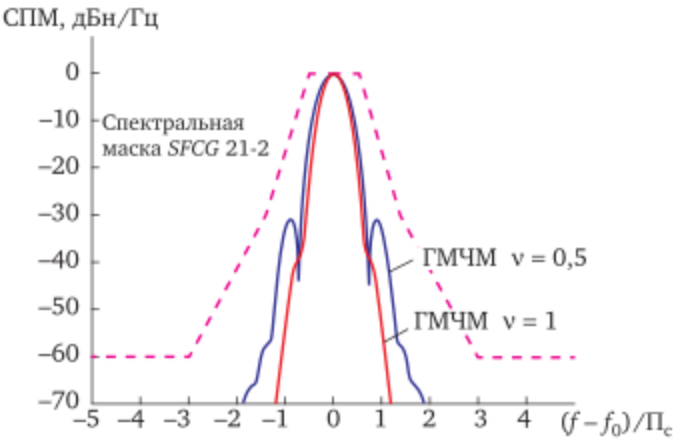


Рис. 8.1. **График СПМ-сигнала спутникового телеметрического РПДУ при передаче способом манипуляции частоты с минимальным сдвигом и гауссовским сглаживанием ГМЧМ для двух значений индекса модуляции ν (сплошные линии) и спектральная маска *SFCG* 21-2 (пунктир)**

Сопоставление вида СПМ для способов модуляции ФМ-2 и МЧМ, представленных выше, на рис. 1.10, показывает, что использование МЧМ является эффективным средством для выполнения требований ЭМС по отношению к внеполосным модуляционным излучениям при близких к оптимальным показателям помехоустойчивости основной линии передачи информации.

Для высокоскоростной беспроводной передачи мультимедийной информации разработана технология ортогонального частотного мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, OFDM) [11]. Этот способ передачи характеризуется высокой спектральной эффективностью (увеличенным количеством информационных бит на единицу полосы частот радиочастотного спектра), низким уровнем внеполосных модуляционных излучений и превосходной компактностью СПМ в выделенной полосе радиочастотного спектра. Однако увеличенное значение пик-фактора мощности OFDM сигнала приводит к возрастанию интермодуляционных искажений при формировании мощного радиосигнала (см. ниже, параграф 8.2), что требует тщательного технико-экономического анализа и выбора компромиссных решений.

В спутниковых радионавигационных системах ГЛОНАСС (Россия), GPS (США), *Galileo* (Европа), *BeiDou/Compass* (Китай) и в развертываемых системах такого вида IRNSS (Индия), QZSS (Япония) находит применение новый класс навигационных сигналов [12] — мультиплексированных меандровых шумоподобных сигналов (МШС, *Bynary Offset Carrier modulated signal*, BOC). В составе модулирующей функции сигналов МШС используется меандровое поднесущее псевдослучайное колебание вида *M*-последовательности с периодом T_M, который в целое число раз $N_M = 2\tau_c / T_M$ длиннее, чем длительность элемента псевдослучайной последовательности τ_c. Применение такого класса сигналов позволяет сократить время установления тактовой синхронизации в приемнике, обеспечивает более высокую точность местоопределения при навигации и повышенную помехоустойчивость в условиях многолучевого распространения радиосигнала.

Мультиплексированный меандровый шумоподобный радиосигнал МШС $s(t)$ может быть представлен [12] в виде

$$s(t) = A \cdot g(t) \cdot r(t) \cdot \cos\left[\omega_0 t + \varphi(t)\right], \tag{8.1}$$

где A — амплитуда; ω_0 — несущая частота; $\varphi(t)$ — фаза; $g(t)$ — псевдослучайная последовательность; $r(t)$ — меандровое колебание.

Выражение для энергетического спектра сигнала (8.1) имеет вид

$$S(f) = \begin{cases} \tau_c\left[\sin(\pi f \tau_c) \cdot \mathrm{tg}(\pi f \tau_c / N_M)\right]^2 \text{ при } N_M \text{ — четном,} \\ \tau_c\left[\cos(\pi f \tau_c) \cdot \mathrm{tg}(\pi f \tau_c / N_M)\right]^2 \text{ при } N_M \text{ — нечетном,} \end{cases} \tag{8.2}$$

где $N_M = 2\tau_c/T_M$ — коэффициент кратности меандровых импульсов; $\tau_c = 1 / f_c$ — длительность символа ПСП; T_M — период следования меандрового сигнала $r(t)$. На рис. 8.2 в качестве примера показан линией *2* вид СПМ радионавигационного сигнала (8.2) для $N_M = 2$ без использования частотной маски по требованиям ЭМС.

Ввиду слабого убывания максимумов СПМ за пределами границ необходимой полосы частот можно применить на выходе РПДУ частотную маску в виде полосно-пропускающего фильтра (ППФ) с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) Баттерворта 5-го порядка с центральной частотой f_0 и полосой пропускания П. Спектр выходного сигнала такого фильтра для $П = 2f_c$ показан на рис. 8.2 линией *3*.

Потенциальная точность местоопределения при помощи радионавигационных средств определяется [12] дисперсией задержки сигналов от нескольких спутниковых РПДУ и может быть оценена значением $\beta / \beta_{макс}$ — второй производной по задержке τ от автокорреляционной функции (АКФ) навигационного сигнала, нормированной к ее максимальному значению. Графики зависимости этой величины от задержки τ при нескольких значениях ширины полосы частотного фильтра П показаны на рис. 8.3.

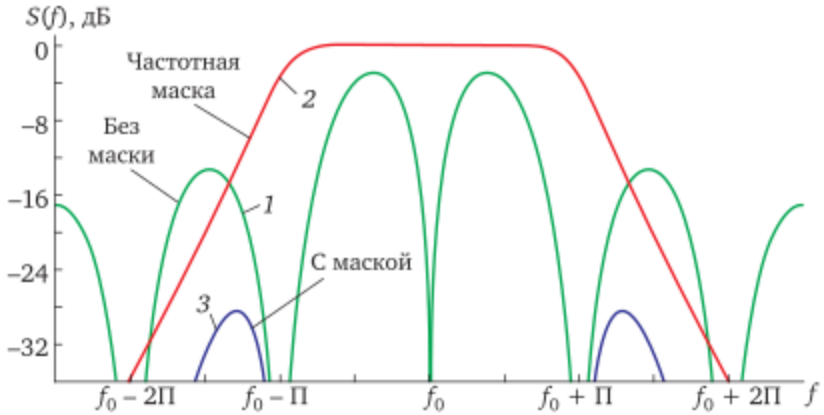


Рис. 8.2. **График СПМ навигационного сигнала (8.1) для $N_M = 2$ (линия *1*), АЧХ частотной маски фильтра Баттерворта 5-го порядка при $П = 2f_c$ (линия *2*) и СПМ сигнала на выходе маски (линия *3*)**

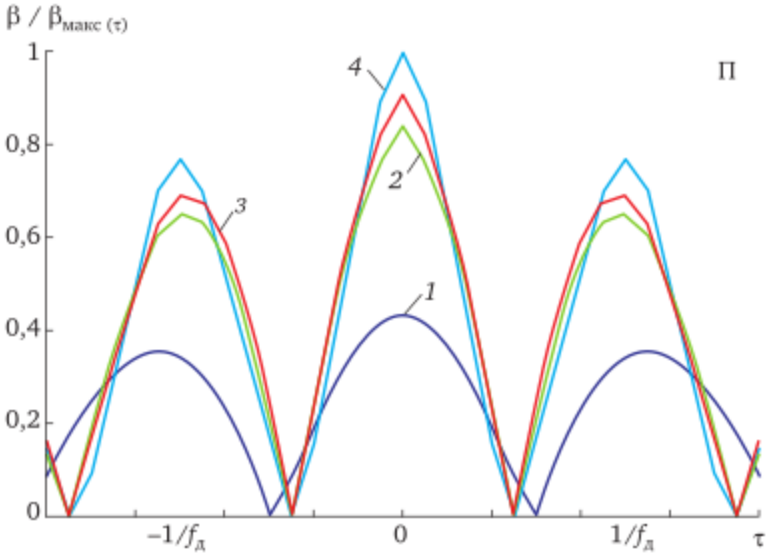


Рис. 8.3. **Зависимость второй производной по задержке $\beta/\beta_{макс}(\tau)$ для АКФ радионавигационного сигнала МШС при нескольких значениях ширины полосы частотной маски П:**
1 — $2/\tau_c$; *2* — $3/\tau_c$; *3* — $4/\tau_c$; *4* — $5/\tau_c$

Как показывает рис. 8.3, при использовании МШС-сигналов с $N_M = 2$ следует выбирать ширину полосы пропускания ППФ по требованиям ЭМС не менее $П > 4/\tau_c$.

Таким образом, выполнение нормативов ЭМС требует достижения компромиссных технических решений, усложняющих и удорожающих устройство формирования сигналов.

8.2. Усиление мощности модулированных СВЧ-сигналов с высокой энергетической эффективностью и низким уровнем интермодуляционных искажений

Усиление мощности модулированных СВЧ-радиосигналов сопровождается возникновением специфических искажений, которые не проявлялись при их формировании на низком уровне в безынерционных цепях.

Фундаментальная причина их появления состоит в том, что нелинейные явления в электронных цепях с комплексной проводимостью и запаздыванием носителей заряда определяются мгновенными значениями напряжений и протекающих токов, а характеристики сигналов, на которых основано функциональное назначение радиосистемы, описываются амплитудными, фазовыми и корреляционными свойствами квазигармонических колебаний с медленно изменяющимися параметрами. Современные модулированные радиосигналы характеризуются увеличенным значением пик-фактора мощности k_P (*Power Average Peak Ratio*, PAPR) который определяется как отношение пикового значения мощности, усредненной за период несущей частоты, к среднему значению высокочастотной мощности модулированного сигнала. Вместо нелинейных статических вольтамперной и(или) вольтфарадной характеристик необходимо учитывать динамические амплитудные и фазочастотные подобные зависимости, вид которых зависит от скорости изменения амплитудных параметров входного сигнала, то есть от полосы модулирующих частот с учетом свойств вспомогательных блокировочных цепей.

При усилении мощности СВЧ-сигналов задача дополнительно осложняется явлениями:

а) амплитудной компрессии (АМ/АМ) — снижением коэффициента усиления по мере приближении выходной мощности к уровню насыщения;

б) амплитудно-фазовой конверсии (АМ/ФМ) — появлением амплитудно зависимого фазового сдвига выходного сигнала. Эффект АМ/ФМ в вакуумных СВЧ-усилителях (например, на лампах бегущей волны, ЛБВ) приводит к уменьшению фазового сдвига в усилительном приборе при насыщении до 50 угловых градусов по сравнению с его малосигнальным значением. В однокаскадных твердотельных (транзисторных) усилителях мощности вблизи насыщения происходит увеличение амплитудно зависимого фазового сдвига до десятка градусов, а в многокаскадных транзисторных усилителях такие фазовые сдвиги суммируются. Эффект АМ/АМ для сигналов с увеличенным пик-фактором вызывает значительное снижение средней выходной мощности усилительного прибора и его энергетической эффективности (коэффициента полезного действия, *Power Added Efficiency*, PAE) по сравнению с паспортными значениями, которые указываются производителями для немодулированного сигнала синусоидальной формы.

При немодулированном входном сигнале с частотой f_0 в спектре выходного сигнала усилителя из-за безынерционной нелинейности вольтамперной характеристики активного элемента появляются только сосредоточенные по частоте высшие гармоники с частотами nf_0, где n — небольшое целое число. Уровень этих составляющих может быть снижен до допустимого значения гармониковым частотным фильтром. Однако, если параметры входного сигнала на несущей частоте f_0 переносят информационное сообщение или сигнал является аддитивной суммой нескольких составляющих с близкими к f_0 частотами, то в спектре выходного сигнала возникают мешающие интермодуляционные искажения (ИМИ) нечетного порядка с частотами в пределах выделенной рабочей полосы и в примыкающих к ней полосах, фильтрация которых затруднительна.

На рис. 8.4 показан в качестве примера спектр выходного сигнала типового усилителя мощности в составе спутникового или наземного РПДУ.

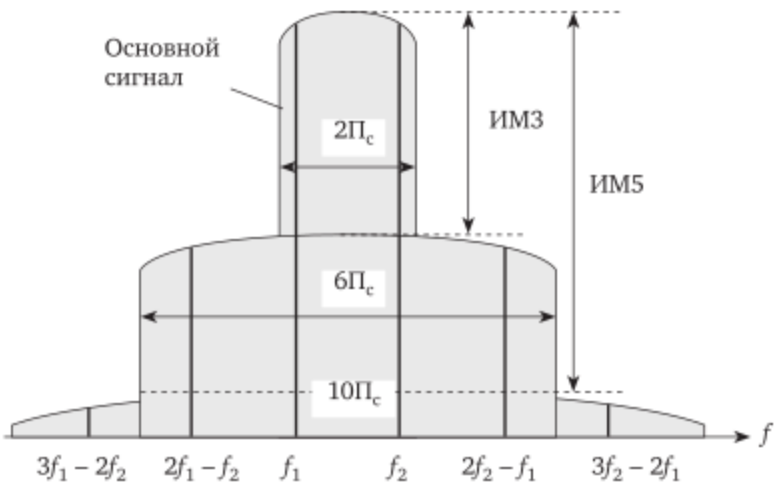


Рис. 8.4. **Спектр выходного сигнала безынерционного усилителя мощности при действии на его входе суммы двух гармонических колебаний с частотами f_1 и f_2 (жирные линии) или модулированного сигнала со сплошным спектром шириной 2П$_c$ (тонкие линии)**

Если входной сигнал усилителя является аддитивной суммой колебаний на частотах f_1 и f_2, (сплошные жирные линии на рис. 8.4), близких к центральной частоте $f_0 = (f_1 + f_2)/2$, то составляющие ИМИ 3-го порядка с частотами $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$, а также 5-го порядка с частотами $3f_1 - 2f_2$ и $3f_2 - 2f_1$ появляются в ближайшей окрестности спектральных составляющих входного сигнала. Если входной сигнал имеет сплошной спектр в пределах полосы частот шириной 2П$_c$, то мешающие составляющие ИМИ 3-го порядка в виде пьедестала занимают сплошную полосу частот шириной 6П$_c$ от $f_0 - (3/2)$П$_c$ до $f_0 + (3/2)$П$_c$ (тонкие линии на рис. 8.4). Соответственно ИМИ 5-го порядка образуют пьедестал

шириной $10П_c$ в окрестности центральной частоты f_0. При одновременном проявлении АМ/АМ и АМ/ФМ эффектов спектр внеполосных ИМИ оказывается асимметричным относительно полосы частот входного сигнала, так как составляющие, вызванные этими эффектами, суммируются по одну сторону от средней частоты и вычитаются — по другую сторону.

В качестве количественной оценки уровня ИМИ по двухтоновому тесту используется выраженное в шкале децибел отношение мощности C выходного сигнала на частотах f_1 и f_2 к суммарной мощности интермодуляционных продуктов I_n нечетного порядка $[C/I]$, дБ $= 10 \cdot \lg\left\{C / \sum\left[I_3 + I_5 + \ldots\right]\right\}$. Уточненную оценку уровня ИМИ применительно к выполнению жестких нормативов ЭМС обеспечивает применение критерия [25, 41] относительного уровня мощности в соседней полосе частот (*Adjacent Channel Power Ratio,* ACPR) или параметра, характеризующего компактность спектра (*Spectral Regrowth*, SR). По критерию ACPR в текущем спектре выходного сигнала измеряется превышение СПМ в середине рабочей полосы частот над ее уровнем при отстройке на ±1,5Δ. Для сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией КАМ (QAM) оценивают влияние ИМИ на качество распознавания символов при согласованном приеме по критерию расширения зоны фазовых состояний (*Error Vector Magnitude*, EVM).

Для снижения вредного влияния ИМИ в системах передачи информации с частотным разделением каналов приходится [41] снижать рабочую выходную мощность усилителя по сравнению с паспортной номинальной мощностью активного элемента, недоиспользуя его ресурс, значительно проигрывая в энергетической эффективности, в массогабаритных показателях и в стоимости РПДУ. Применяют также дополнительные компромиссные аналоговые или цифровые технические решения [18, 24, 25, 43, 44]:

1) снижение пик-фактора усиливаемого сигнала;

2) линеаризацию амплитудных характеристик усилителя мощности использованием обратной связи или связи вперед;

3) применение предыскажающей амплитудной и фазовой коррекции входного сигнала.

Для примера на рис. 8.5 показаны амплитудные АМ/АМ- и АМ/ФМ-характеристики усилителя мощности в составе спутникового ретранслятора на серийной ЛБВ без линеаризатора (линия *1*) и с применением входного предыскажающего линеаризатора (линия *2*).

Рассмотрение графиков на рис. 8.5 показывает, что использование предыскажающего линеаризатора позволяет повысить среднюю мощность выходного модулированного сигнала $P_{вых}$ до уровня –3 дБ по сравнению с номинальной мощностью активного элемента $P_{вых\ нас}$ и уменьшить амплитудно зависимые вариации фазы выходного сигнала Ф до нескольких угловых градусов по отношению к таким показателям –10 дБ и 30 градусов соответственно для усилителя без линеаризатора при допустимом уровне ИМИ не более –26 дБ.

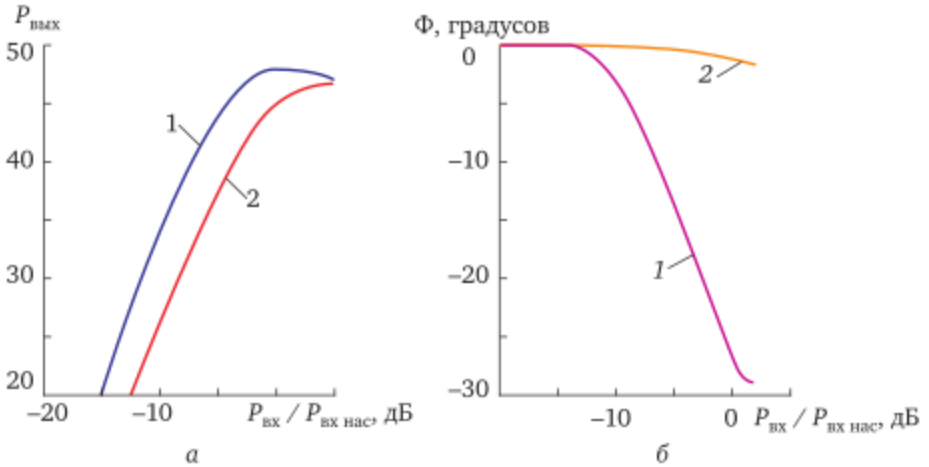


Рис. 8.5. **Типовые зависимости выходной мощности $P_{вых}$ (*а*) и фазового сдвига Ф (*б*) от нормированной мощности входного сигнала для усилителя на ЛБВ-модели *TN4704C* фирмы *Thales Group*:**
1 — без линеаризатора; *2* — с входным предыскажающим линеаризатором (частота 7,5 ГГц, $P_{вх\ нас}$ = 1 мВт, $P_{вых\ нас}$ = 1 мВт)

На рис. 8.6 представлены характеристики линеаризатора модели *WAFL*-28000 от фирмы *Lineariser Technology Inc.*, предназначенного для предыскажения модулированного сигнала в интервале частот от 26 до 32 ГГц с мгновенной полосой частот шириной ±500 МГц. Предыскаженный входной сигнал с мощностью от –15 до –5 дБмВт поступает на вход ЛБВ, работающей с уровнем выходной мощности –4 дБ от номинальной мощности насыщения.

Из рис. 8.6 следует, что благодаря использованию линеаризатора удается улучшить компактность спектра и получить уровень ИМИ не хуже 25 дБ. При этом возможно либо увеличить на 6 дБ выходную мощность при заданном уровне ИМИ, либо снизить на 14 дБ уровень ИМИ при заданном недоиспользовании энергетических ресурсов активного элемента.

Развитие пространственной плотности размещения наземных базовых станций мобильной сотовой связи в сочетании с близким расположением полос передачи и приема для дуплексного режима при общей приемо-передающей антенне, а также в связи с увеличением пик-фактора мощности для новых видов СВЧ-сигналов (*OFDM*, *QAM* и др.) привели к ограничениям на уровень ***пассивной интермодуляции*** (ПИМ) в таких компонентах СВЧ-тракта, которые ранее считались линейными: в подложках микрополосковых линий передачи, в радиочастотных соединителях, в коаксиальных и микрополосковых линиях передачи, в частотных фильтрах и диплексерах, в элементах антенных систем [44]. Ситуация дополнительно усложняется при господствующем применении косайтинга (*cositing*) — расположении на одной вышке антенн разных стандартов или разных операторов сотовой

связи. Развитие широкополосных систем 4G-LTE, а также передач телевидения увеличивает риск недопустимого влияния мешающих интермодуляционных продуктов.

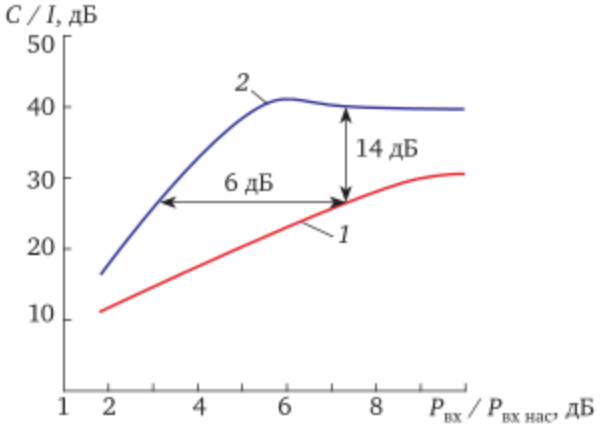


Рис. 8.6. **Характеристика эффективности снижения ИМИ в зависимости от относительного уровня выходной мощности для наземной станции спутниковой связи:**

линия *1* — ЛБВ без линеаризатора; линия *2* — с линеаризатором модели *WAFL*-28000 от фирмы *Lineariser Technology Inc.* (несущая частота 26…32 ГГц, мгновенная полоса частот сигнала ±500 МГц, $C/I_3 > 25$ дБ)

При использовании ***нескольких передаваемых сигналов в общей частотной полосе*** СВЧ-тракта наряду с появлением перекрестных искажений без перекрытия спектральных полос входного сигнала появляются внеполосные составляющие ПИМ, которые могут попадать в полосы малошумящего приемного устройства своего или соседнего по частоте стандарта, ухудшая его функционирование. Например, для стандарта GSM-900 при частотах передачи 930 и 955 МГц составляющая ПИМ 3-го порядка с частотой 905 МГц попадает в полосу приема этого стандарта. Для стандарта 3G-UMTS компонента ПИМ 7-го порядка с частотой $4f_1 - 3f_2$ попадает в полосу приема этого же стандарта.

В ***коаксиальных соединителях*** явления ПИМ могут возникать из-за особенностей конструкции или технологии изготовления коаксиального соединителя, недостаточного усилия в зоне контакта, погрешностей заделки кабеля, загрязнения металлической поверхности в области контактирования по центральному проводнику или по внутренней поверхности коаксиальной линии. При этом инициируются микроскопические искрения, при которых возникают продукты интермодуляции. На поверхности металла присутствуют влага, пыль, органические загрязнения и остатки различных солей металлов после операций химического травления и осаждения покрытий, которые имеют нелинейную вольт-амперную характеристику, приводящую к ПИМ. Уровень ПИМ деградирует с увеличением количества циклов соединений — разъединений из-за износа, появления микротрещин, ослабления уси-

лия в соединениях металл-металл. Сталь (в том числе нержавеющая), железо, никель в качестве антикоррозийного покрытия имеют ферромагнитные свойства, в них могут проявляться эффекты гистерезиса, приводящие к нелинейным явлениям и ПИМ.

Поэтому ***высококачественные СВЧ-соединители*** должны изготавливаться [27] из немагнитных материалов — латуни, бериллиевой и фосфористой бронзы. Если на материал с магнитными свойствами нанесено антикоррозийное покрытие (например, серебрение или золочение), то при недостаточной толщине или неравномерности покрытия проникающие в основной материал поверхностные высокочастотные токи (скин-эффект) будут вызывать ПИМ. Применение для корпуса соединителя сплавов алюминия уменьшает массу изделия, но окисная пленка на поверхности этого металла может создать недопустимый уровень ПИМ.

В ***коаксиальных кабельных линиях*** передачи увеличение уровня ПИМ вызывают холодная сварка, скрутка или стяжка, загрязнения на поверхности диэлектрика, трещины в полужесткой оболочке кабеля, температурные вариации окружающей среды, нагрев проводников от протекающего постоянного и высокочастотного токов. Установлено, что в моделях коаксиальных кабелей, не ориентированных на снижение уровня ПИМ, при двухтоновом тестовом сигнале диапазона 1,8 ГГц с мощностью 2×10 Вт уровень ПИМ составляет –78 дБмВт, а при использовании сертифицированного по этому параметру кабеля и соединителей уровень таких помех снижается и не превышает –125 дБмВт.

В ***микрополосковых линиях*** к возрастанию уровня ПИМ приводят: использование недостаточно высокого качества подложки печатной платы; применение промежуточных слоев покрытий из никеля; градиенты распределения температур в материале платы из-за нагрева печатного проводника. Вариации температуры окружающей среды из-за различий в коэффициентах температурного расширения для подложки, покрытий и металлизации приводят к деградации плотности соединения и к возникновению локальных участков с оксидами, имеющих нелинейную характеристику. Ведущие мировые производители фольгированных диэлектрических материалов для СВЧ-цепей оптимизируют свойства своих продуктов.

В ***направленных ответвителях, вентилях и циркуляторах***, содержащих ферритовые материалы, нелинейные проявления вызваны гистерезисным характером их магнитных свойств. В трансформаторах с ферритовыми сердечниками увеличенный уровень ПИМ связан с их магнитным сопротивлением. Стандартные сборочные операции могут привести к повреждению изоляции на проводах и сердечнике, что в свою очередь ведет к локальным коротким замыканиям, а в результате возрастает уровень ПИМ.

В ***частотно-разделительных фильтрах*** (дуплексерах) для обеспечения высокой прямоугольности амплитудно-частотных характеристик в переходной зоне между полосами приема и передачи используют

резонансные цепи высокого порядка с точной настройкой. Применение в них подстроечных элементов в виде стальных винтов с недостаточно плотным покрытием из серебра способно существенно увеличить уровень ПИМ продуктов за счет окислов металлов в резьбовых соединениях и привести к динамическим изменениям уровня ПИМ при воздействии механических вибраций.

Элементы антенного устройства (конструкция вышки, стальная проволока, стружка, окружающие антенну предметы и объекты, элементы молниеотвода и заземления, мачты соседних базовых станций, стальные крыши окружающих зданий и др.) могут переизлучать мощность падающего на них СВЧ-сигнала на различных комбинационных частотах. В результате измерение уровня ПИМ на эквиваленте антенны может показывать допустимые результаты, а в дальней зоне у абонента уровень ПИМ недопустимым образом возрастает. Превышение уровня ПИМ в антенных устройствах становится критической задачей, которую не может решить даже высококачественная фильтрация.

Диагностика и поиск местоположения источников ПИМ осложнены их скрытым характером и деградацией качества многих пассивных узлов в процессе эксплуатации. Перспективным является повышение требований к качеству материалов и узлов и совершенствование инструментальных измерительных средств.

8.3. Сигналы несинусоидальной формы с ангармонизмом обертонов

Квазипериодические сигналы (КПС) несинусоидальной формы с высокой стабильностью периода повторения используются в радиотехнических, акустоэлектронных и электромузыкальных приложениях. В отличие от вейвлет-сигналов микросотовой связи с хаотической несущей или прямохаотических сигналов без несущей частоты [8, 9, 35], которые занимают сплошной спектр в сверхширокой полосе частот, КПС характеризуются [45, 46] значительным количеством (от нескольких десятков до тысяч) обертонов с сопоставимыми амплитудами в многооктавной полосе частот. Такие сигналы формируются в распределенных многочастотных колебательных системах с малыми высокочастотными потерями.

Примерами систем, формирующих КПС-сигналы, являются:

— тонкопленочные мембранные СВЧ-резонаторы на монокристаллической высокодобротной пьезоэлектрической подложке из кварца, кремния, сапфира или ниобата лития с объемными акустическими волнами (*Thin Film Bulk Acoustic Resonator,* FBAR, *High-overtone Bulk Acoustic Resonator,* HBAR);

— двухпроводная линия передачи с пьезоэлектрическим заполнением и сосредоточенной нагрузкой на концах;

— тонкая упругая струна с закрепленными концами и поперечными колебаниями вдоль ее длины.

Эквивалентная добротность таких систем $Q_{экв}$ составляет от нескольких сотен для упругих металлических струн до десятков тысяч для тонкопленочных акустических СВЧ-резонаторов.

Последовательные и параллельные резонансы (моды колебаний) в таких резонаторах с увеличением частоты чередуются так, что для каждого последующего резонанса добавляется набег фазы примерно на π радиан по длине структуры. Интервал по частоте между соседними резонансами (*Spacing of Parallel Resonance Frequency*, SPRF), который в классическом спектре Фурье для искаженного периодического сигнала постоянен, для таких резонаторов изменяется в зависимости от номера обертона n. В этом проявляется ***ангармонизм обертонов***.

Процесс затухания во времени t колебаний $y(t, x)$ произвольной точки распределенной колебательной системы с малыми потерями (на примере упругой струны длиной L) является решением [47] волнового уравнения

$$\frac{\delta^2 y(t,x)}{\delta x^2} + 4\pi\sigma \frac{\delta y(t,x)}{\delta t} - \frac{1}{(2\pi f_1)^2} \frac{\delta^2 y(t,x)}{\delta t^2} = 0, \qquad (8.3)$$

где $f_1 = a / L$ — частота основного тона; $a = \sqrt{T / 4\rho}$ — коэффициент, характеризующий упругие свойства струны; T — натяжение; ρ — плотность материала; $\sigma << 1$ — параметр затухания. Уравнение (8.3) из-за учета затухания и дисперсии, вызванной силами изгибной жесткости, имеет решение только при условии зависимости собственной частоты обертона от его номера следующего вида:

$$f_n = n f_1 \sqrt{1 + Bn^2}, \qquad (8.4)$$

где $B = \pi^2 a^2 / [TL^2]$ — параметр ангармонизма. Из (8.4) следует, что частотный интервал между соседними обертонами SPRF в рассмотренной колебательной системе мононотонно возрастает.

На рис. 8.7 построен [48] при помощи преобразования Фурье от решения уравнения (8.3) пример амплитудного спектра суммарного колебания $A_n(f)$, с проявлением ангармонизма обертонов.

Рассмотрение рис. 8.7 показывает, что значения собственных частоты обертонов f_n с возрастанием их номера n монотонно увеличиваются по сравнению с кратными частоте основного тона nf_1, а межмодовый интервал SPRF монотонно возрастает.

Физический смысл такого явления состоит в том, что между закрепленными концами распределенной колебательной системы распространяются волны обертонов с фазовыми скоростями, зависящими от номера обертона, в результате чего форма суммарного колебания в дальней зоне $y(t)$ от всех точек струны $x \subset (0, L)$ квазипериодически изменяется [48], что показано в качестве примера на рис. 8.8 при учете 50 первых обертонов.

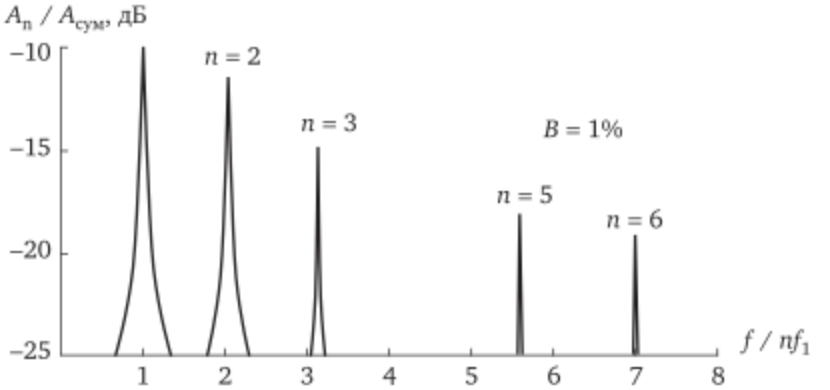


Рис. 8.7. **Амплитудный спектр решения уравнения (8.3) с учетом ангармонизма обертонов по (8.4)**

На рис. 8.8 показано, что огибающая суммарного колебательного процесса КПС несимметрична по знаку относительно состояния равновесия $y(t) = 0$, что объясняется влиянием высших обертонов заметного уровня. Применительно к слышимым человеком акустическим колебаниям, издаваемым струной гитары или фортепиано, наличие множества обертонов ощущается в виде характерного тембра звучания с «вибрато» из-за заметного на рис. 8.8 квазипериодического изменения огибающей и формы колебаний.

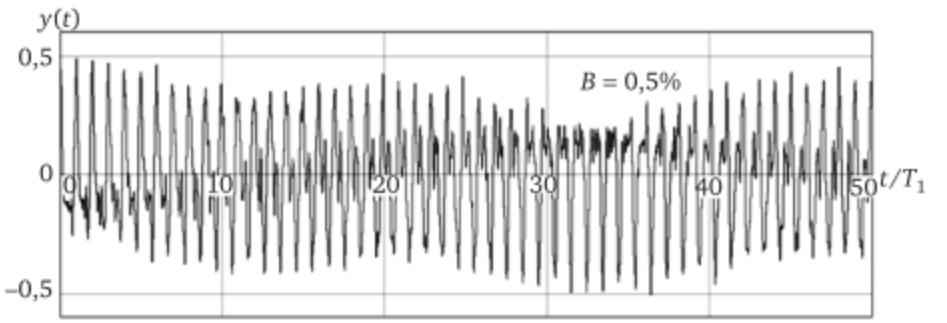


Рис. 8.8. **Форма решения уравнения (8.3) при *B* = 0,5 % с учетом 50 обертонов**

Ангармонизм обертонов выявлен также в [46] по результатам измерений значений мод многочастотных тонкопленочных слоистых пьезоэлектрических СВЧ-резонаторов с объемной акустической волной. Они показывают, что в диапазоне частот от 0,5 до 10 ГГц эквивалентные добротности собственных резонансов составляют от $5 \cdot 10^3$ до $4 \cdot 10^4$, а интервал частот между соседними обертонами SPRF пульсирующим образом немонотонно изменяется и имеет значения от 10 до 25 МГц.

Для оценки количественного значения параметра ангармонизма B может быть использовано модифицированное кепстральное преобразование. Предложенный Богертом и Оппенгеймом [49] ***кепстральный*** (гомоморфный) анализ базируется на вычислении обратного дискретного Фурье $C_x(q)$ от логарифма амплитудного спектра исходного колебания, где q — аргумент преобразования (***сачтота***), имеющий размерность времени. Вид $C_x(q)$ выявляет периодичность огибающей спектра мощности, создавая в области сачтот q узкие пики, соответствующие периоду пульсаций спектра. Модификация базового преобразования [48] состоит в нахождении такого значения коэффициента предыскажения частотного масштаба спектра исходного сигнала перед применением второго преобразования Фурье в соответствии с (8.4), при котором ангармонизм компенсируется, а кепстральная зона преобразуется сосредоточенный пик с наибольшим уровнем.

В качестве примера на рис. 8.9 показан тонкой линией *1* вид базового кепстра $C_x(q)$ исходного КПС с ангармонизмом обертонов $B = 0{,}05$ % и жирной линией *2* — кепстра того же сигнала, модифицированного предыскажением частотной оси, компенсирующим ангармонизм. По горизонтальной оси на рис. 8.9 указаны значения ***репиода*** $r = 1/q$, обратного значениям дискретной сачтоты q.

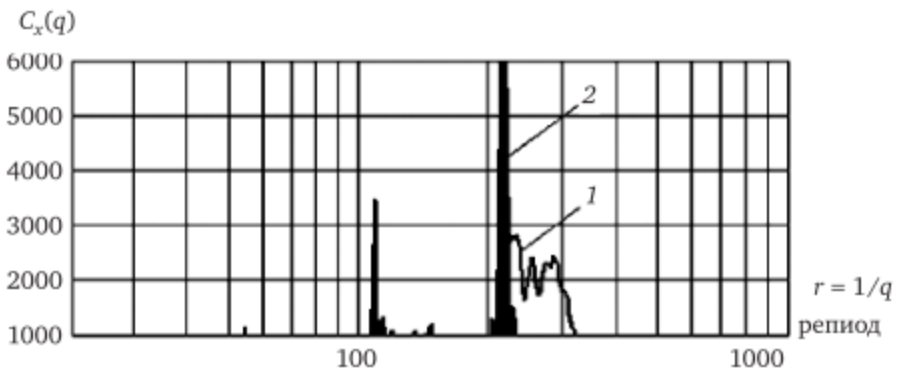


Рис. 8.9. **Пример кепстра $C_x(q)$ сигнала, формируемого в колебательной системе по уравнению (8.3) при $B = 0{,}05$ % (тонкая линия *1*) и кепстра того же сигнала с предыскажающей модификацией оси частот, компенсирующей ангармонизм до $B = 0$ (жирная линия *2*)**

Рассмотрение рис. 8.9 показывает, что использование кепстрального преобразования позволяет выявить наличие скрытого ангармонизма в анализируемом сигнале, а предыскажающая модификация этого преобразования обеспечивает уверенную количественную оценку скрытого значения параметра ангармонизма B.

Анализ записей звучания гитарных и фортепианных струн в 8-октавном диапазоне значений частоты основного тона от 32 до 3200 Гц показал [48], что количество обертонов сопоставимого уровня достигает 50,

измеренные значения параметра их ангармонизма B составляют от 0,01 до 0,1%, а функциональная зависимость (8.4) частоты обертона от его номера может быть принята за основу, различаясь в зависимости от конструкции и материала струны (гладкая, навитая и др.).

Контрольные вопросы

1. Перечислите виды спектральных составляющих выходного сигнала РПДУ, способных нарушить требования ЭМС.
2. Какими техническими решениями можно снизить уровень внеполосных модуляционных спектральных составляющих до допустимых по требованиям ЭМС значений?
3. Какими критериями количественно оценивается уровень интермодуляционных искажений при усилении мощности нескольких сигналов в общей частотной полосе?
4. Какими техническими мерами можно повысить линейность амплитудной характеристики усилителя и снизить вредное влияние амплитудно-фазового преобразования?
5. Как разрешается компромисс между погрешностью местоопределения при помощи меандровых шумоподобных радионавигационных сигналов и требованиями ЭМС в отношении внеполосных излучений спутниковых РПДУ?
6. Почему средняя мощность выходного каскада РПДУ при модулированном входном сигнале сигнала меньше, чем при монохроматическом?
7. Как повысить выходную мощность и энергетическую эффективность РПДУ при заданных ограничениях на уровень внеполосных интермодуляционных излучений?
8. Какое мешающее влияние могут оказывать искажения в пассивных цепях формирования сигнала и антенно-фидерного тракта?
9. Какова причина появления ангармонизма обертонов в квазипериодических многооктавных сигналах звукового и СВЧ-диапазонов частот?
10. Каким образом можно оценить значение параметра монотонного ангармонизма обертонов для КПС?
11. Возможно ли по массиву комплексного дискретного кепстра $\overline{C_n(q_n)}$ последовательным применением прямого преобразования Фурье, экспоненциального преобразования и обратного преобразования Фурье однозначно восстановить массив отсчетов исходного сигнала $x(t_n)$?

Список литературы

1. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов : учеб. пособие / под ред. В. Н. Кулешова и Н. Н. Удалова. — М. : Изд. дом МЭИ, 2008.

2. *Белов, Л. А.* Устройства формирования СВЧ сигналов и их компоненты : учеб. пособие / Л. А. Белов. — М. : Изд. дом МЭИ, 2010.

3. *Баскаков, С. И.* Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / С. И. Баскаков. — 5-е изд. — М. : Радиотехника, 2016.

Дополнительная литература

Литература к главе 1

4. *Залманзон, Л. А.* Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и в других областях / Л. А. Залманзон. — М. : Наука, 1989.

5. *Марпл-мл., С. Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения : пер. с англ. / С. Л. Марпл-мл. — М. : Мир, 1990.

6. *Денисенко, А. Н.* Сигналы. Теоретическая радиотехника : справ. пособие / А. Н. Денисенко. — М. : Горячая линия — Телеком, 2005.

7. *Кочемасов, В. Н.* Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией / В. Н. Кочемасов, Л. А. Белов, В. С. Оконешников. — М. : Радио и связь, 1983.

8. *Малла, С.* Вэйвлеты в обработке сигналов : пер. с англ. / С. Малла. — М. : Мир, 2005.

9. *Лазоренко, О. В.* Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. / О. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор // Радиофизика и радиоастрономия. — 2008. — Т. 13. — № 2. — С. 166—194.

10. *Кравченко, В. Ф.* Преобразование Кравченко—Вигнера в нелинейной цифровой обработке сигналов / В. Ф. Кравченко, О. В. Лазоренко, В. И. Пустовойт // Доклады РАН. — 2007. — Т. 416. — № 6.

11. Технология *OFDM* : учеб. пособие / М. Г. Бакулин [и др.]. — М. : Горячая линия — Телеком, 2017.

12. *Ярлыков, М. С.* Меандровые шумоподобные сигналы (BOC-сигналы) и их разновидности в спутниковых радионавигационных системах / М. С. Ярлыков. — М. : Радиотехника, 2017.

13. *Скляр, Б.* Цифровая связь : пер. с англ. / Б. Скляр. — 2-е изд., испр. — М. : Изд. дом «Вильямс», 2003.

Литература к главе 2

14. *Риле, Ф.* Стандарты частоты. Принципы и приложения : пер. с англ. / Ф. Риле. — М. : Физматлит, 2009.

15. *Капранов, М. В.* Теория колебаний в радиотехнике / М. В. Капранов, В. Н. Кулешов, Г. М. Уткин. — М. : Наука, 1984.

16. *Коптев, Г. И.* Устройства генерирования и формирования сигналов. Модели транзисторов, кварцевые генераторы (расчет и моделирование), макетное конструирование маломощных УКВ-передатчиков : учеб. пособие / Г. И. Коптев. — М. : Изд. дом МЭИ, 2009.

17. *Belov, L. A.* Handbook of RF, Microvave, and Millimeter-Wave Components / L. A. Belov, S. M. Smolskiy, V. N. Kochemasov. — Boston — London : Artech House, 2012.

18. *Белоус, А. И.* СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия. В 2 кн. Кн. 2 / А. И. Белоус, М. К. Мерданов, С. В. Шведов. — М. : Техносфера, 2016.

19. Генераторы высоких и сверхвысоких частот / О. В. Алексеев [и др.]. — М. : Высшая школа, 2003.

20. Генераторы и усилители СВЧ / под ред. И. В. Лебедева. — М. : Радиотехника, 2005.

21. Электронные устройства СВЧ. В 2 кн. Кн. 1 / под ред. И. В. Лебедева. — М. : Радиотехника, 2008.

22. *Виноградов, А. Ю.* Устройства СВЧ и антенны : учеб. пособие / А. Ю. Виноградов, Р. В. Кабетов, А. М. Сомов ; под ред. А. М. Сомова. — М. : Горячая линия — Телеком, 2016.

Литература к главе 3

23. Автоматическая подстройка фазового набега в усилителях / Г. М. Уткин [и др.] ; под ред. М. В. Капранова — М. : Советское радио, 1972.

24. *Белоус, А. И.* Космическая электроника. В 2 кн. / А. И. Белоус. — М. : Техносфера, 2015.

25. *Wang, Z.* High-Efficiency Load Modulation Power Amplifiers for Wireless Communications / Z. Wang. — Boston — London : Artech House, 2017.

26. *Белов, Л. А.* Микросистемотехника в автоматизированных радиоэлектронных средствах : учеб. пособие / Л. А. Белов. — М. : Издательство МЭИ, 2016.

27. *Джуринский, К. Б.* Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ / К. Б. Джуринский. — М. : Техносфера, 2006.

Литература к главе 4

28. *Рябов, И. В.* Прямой цифровой синтез сложных широкополосных сигналов в задачах радиолокации, навигации и связи : монография / И. В. Рябов. — Йошкар-Ола : ПГТУ, 2016.

Литература к главе 5

29. *Жабин, А. С.* Синтезаторы частот с системой фазовой автоподстройки : учеб. пособие / А. С. Жабин. — М. : Издательство МЭИ, 2016.

30. *Шахтарин, Б. И.* Синтезаторы частот : учеб. пособие / Б. И. Шахтарин [и др.]. — М. : Горячая линия — Телеком, 2007.

31. *Манассевич, В.* Синтезаторы частот. Теория и проектирование : пер. с англ. / В. Манассевич ; под ред. А. С. Галина. — М. : Связь, 1979.

32. *Рыжков, А. В.* Синтезаторы частот в технике связи / А. В. Рыжков, В. Н. Попов. — М. : Радио и связь, 1991.

Литература к главе 6

33. *Романов, С. К.* Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот / С. К. Романов, Н. М. Тихомиров, А. В. Леньшин. — М. : Радио и связь, 2010.

Литература к главе 7

34. *Хармут, Х. Ф.* Несинусоидальные волны в радиолокации и связи : пер. с англ. / Х. Ф. Хармут — М. : Радио и связь, 1985.

35. *Арслан, Х.* Сверхширокополосная беспроводная связь : пер. с англ. / Х. Арслан, Чж. Н. Чен, М. Бенедетто. — М. : Техносфера, 2012.

36. *Белов, Л. А.* Устройства формирования и обработки сигналов на сигнальных процессорах типа *TMS*320 : учеб. пособие / Л. А. Белов, Г. В. Бартенев. — М. : Изд-во МЭИ, 1997.

37. *Белов, Л. А.* Автоматизированные системы контроля и управления радиоэлектронными средствами : учеб. пособие / Л. А. Белов. — М. : Изд. дом МЭИ, 2007.

Литература к главе 8

38. *Белов, Л. А.* Обеспечение электромагнитной совместимости в радиопередающих устройствах : учеб. пособие/ Л. А. Белов. — М. : Изд. дом МЭИ, 2011.

39. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем : учеб. пособие / под ред. М. А. Быховского. — М. : Эко-Трендз, 2006.

40. Регламент радиосвязи. Radio regulations. Edition of 2012 (Russion version) — Vol. 1. — Женева : МСЭ, 2012.

41. *Сечи, Ф.* Мощные твердотельные СВЧ-усилители : пер. с англ./ Ф. Сечи, М. Буджатти. — М. : Техносфера, 2015.

42. *Анненков, А. М.* Модель радиоканала с частотной модуляцией и непрерывной фазой / А. М. Анненков // Журнал радиоэлектроники. — 2011. — №1.

43. *Белов, Л. А.* Повышение линейности и энергетической эффективности усилителей мощности широкополосных СВЧ-сигналов / Л. А. Белов [и др.] // Электросвязь. — 2012. — № 5.

44. *Белов, Л. А.* Пассивная интермодуляция в СВЧ цепях и сетях передачи данных: механизмы появления, методы измерения, способы снижения / Л. А. Белов, В. Н. Кочемасов, Е. П. Строганова // Электроника: НТБ. — 2015. — № 3. — С. 80—91.

45. *Алексеев, С. Г.* Некоторые тенденции развития акустоэлектроники сверхвысоких частот / С. Г. Алексеев [и др.] // Успехи физических наук. — 2005. — Т. 175. — № 8. — С. 895—900.

46. *Сорокин, Б. П.* Исследования многочастотных СВЧ акустических резонаторов на основе слоистой пьезоэлектрической структуры / Б.П. Сорокин [и др.] // Акустический журнал. — 2015. — Т. 61. — № 4. — С. 464—476.

47. *Ревина, С. В.* Уравнения математической физики. Задачи и решения / С. В. Ревина, Л. И. Сазонов, О. А. Цывенкова. — Ростов н/Д : ЮФУ, 2014.

48. *Белов, Л. А.* Ангармонизм обертонов в сверхширокополосных квазипериодических сигналах / Л. А. Белов, Н. С. Семенов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. — 2016. — № 4. — С. 26—33.

49. *Оппенгейм, А.* Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. / А. Оппенгейм, Р. Шафер. —3-е изд. — М. : Техносфера, 2012.

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

1. *Бонч-Бруевич, М. А.* Основы радиотехники. Собрание трудов / М. А. Бонч-Бруевич. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

2. *Осадченко, В. Х.* Электротехника: фильтры высоких и низких частот : учеб. пособие для вузов / В. Х. Осадченко, Я. Ю. Волкова, Ю. А. Кандрина. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

3. Основы конструирования и технологии производства радиоэлектронных средств. Интегральные схемы : учебник для бакалавриата и магистратуры / Ю. В. Гуляев [и др.] ; под ред. Ю. В. Гуляева. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

4. Основы конструирования и технологии производства радиоэлектронных средств. Электронные радиационные технологии : учебник для бакалавриата и магистратуры / А. С. Сигов [и др.] ; под ред. А. С. Сигова. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

5. Радиотехнические системы : учеб. пособие для бакалавриата и магистратуры / М. Ю. Застела [и др.] ; под общ. ред. М. Ю. Застела. — 3-е изд., перераб. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

6. Формирование колебаний и сигналов : учебник для академического бакалавриата / А. Р. Сафин [и др.] ; под ред. Н. Н. Удалова, В. Н. Кулешова. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

7. *Шибаев, С. С.* Акустооптические процессоры. Алгоритмы и погрешности измерений : учеб. пособие для вузов / С. С. Шибаев, А. В. Помазанов, Б. Н. Вольфовский. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

8. *Штыков, В. В.* Введение в радиоэлектронику : учебник и практикум для вузов / В. В. Штыков. — 2-е изд., испр. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

Наши книги можно приобрести:

Учебным заведениям и библиотекам:
в отделе по работе с вузами
тел.: (495) 744-00-12, e-mail: vuz@urait.ru

Частным лицам:
список магазинов смотрите на сайте urait.ru
в разделе «Частным лицам»

Магазинам и корпоративным клиентам:
в отделе продаж
тел.: (495) 744-00-12, e-mail: sales@urait.ru

Отзывы об издании присылайте в редакцию
e-mail: red@urait.ru

Новые издания и дополнительные материалы доступны
в электронной библиотечной системе «Юрайт»
biblio-online.ru

Учебное издание

Белов Леонид Алексеевич

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА.
ФОРМИРОВАНИЕ СТАБИЛЬНЫХ
ЧАСТОТ И СИГНАЛОВ

Учебник для бакалавриата и магистратуры

Формат $70\times100\,{}^{1}/_{16}$.
Гарнитура «Charter». Печать цифровая.
Усл. печ. л. 17,77.

ООО «Издательство Юрайт»
111123, г. Москва, ул. Плеханова, д. 4а.
Тел.: (495) 744-00-12. E-mail: izdat@urait.ru, www.urait.ru