

• РАДИО И СВЯЗЬ •

СПРАВОЧНИК

ЦИФРОВЫЕ РАДИОПРИЕМНЫЕ СИСТЕМЫ



СПРАВОЧНИК

ЦИФРОВЫЕ РАДИОПРИЕМНЫЕ СИСТЕМЫ

Под редакцией М. И. ЖОДЗИШСКОГО



МОСКВА „РАДИО И СВЯЗЬ”
1990



Scan AAW

ББК 32.844

Ц 75

УДК 621.396.967:621.336.62 (035)

Авторы:

М И ЖОДИШСКИЙ, Р Б МАЗЕПА, Е П ОВСЯННИКОВ,
Л Б САЗОНОВ, С Ю СИЛА-НОВИЦКИЙ, В И СИМОНГАУЗ

Рецензент Е. С. Побережский

Редакция литературы по радиотехнике и электросвязи

Цифровые радиоприемные системы: Справочник/М. И. Жодишский, Р. Б. Мазепа, Е. П. Овсянников и др./Под ред. М. И. Жодишского — М.: Радио и связь, 1990.— 208 с.: ил. ISBN 5-256-00671-1.

Рассматриваются вопросы проектирования функциональных схем цифровых радиоприемных систем в целом и блоков перехода от аналогового сигнала к цифровому; синтезаторов частоты; систем вхождения в связь; систем синхронизации, демодуляции несущей, псевдошумовых сигналов, двоичных символов информации; систем оценки частоты и задержки; систем АРУ и др.

Для специалистов, проектирующих радиотехнические устройства и системы; может быть рекомендована для курсового и дипломного проектирования студентам соответствующих специальностей.

Ц 2302020500-172 63-90
046(01)-90

ББК 32.844

Справочное издание

ЖОДИШСКИЙ МАРК ИСААКОВИЧ, МАЗЕПА РОМАН БОГДАНОВИЧ,
ОВСЯННИКОВ ЕВГЕНИЙ ПАВЛОВИЧ И ДР

ЦИФРОВЫЕ РАДИОПРИЕМНЫЕ СИСТЕМЫ

Справочник

Заведующий редакцией *В. Н. Вяльцев* Редактор *Л. И. Венгренюк*
Обложка художника *Н. А. Пашиуро* Художественный редактор *А. С. Широков*
Технический редактор *Т. Н. Зыкина* Корректор *А. К. Акименкова*

ИБ № 1859

Сдано в набор 19.01.90 Подписано в печать 13.07.90 Т-11726 Формат 60×88^{1/16} Бумага **офс.** № 2
Гарнитура таймс Печать офсет Усл печ л 12,74 Усл кр-отт 12,99 Уч-изд л 17,97 Тираж 30 000 экз
Изд № 22479 Зак. № 3875 Цена 90 к

Издательство «Радио и связь» 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография» Государственного комитета СССР по печати 113054, Москва, Валовая, 28

ISBN 5-256-00671-1

© Жодишский М. И., Мазепа Р. Б.,
Овсянников Е. П. и др., 1990

ПРЕДИСЛОВИЕ

Справочник предназначен для инженеров, проектирующих цифровые радиоприемные системы (ЦРПС) различного назначения, прежде всего ЦРПС непрерывных сигналов. Особое внимание уделяется проектированию ЦРПС, принимающих сигналы с движущихся объектов. Рассматриваются вопросы проектирования ЦРПС как в целом (в гл. 1, 2 и 11), так и основных его частей (в гл. 3—10).

Входным сигналом ЦРПС является сигнал с выхода антенного устройства или усилителя высокой или промежуточной частоты. Вид выходного сигнала ЦРПС определяется ее назначением. Например, ЦРПС в составе космического командно-измерительного комплекса выдает результаты оценок текущих навигационных параметров (скорости, дальности, иногда угловых координат) и двоичных символов информации (программно-командной, телеметрической). Таким образом, в данном справочнике понятие ЦРПС трактуется достаточно широко: эта система производит не только фильтрацию и демодуляцию сигнала, но и первичную обработку выделяемой информации (поэтому и используется термин «приемная система», а не «приемное устройство»). Приемная система, в свою очередь, содержит ряд систем и устройств более низкого уровня иерархии: систему вхождения в связь, системы частотной и фазовой автоподстройки частоты (ЧАП, ФАП), систему слежения за задержкой (ССЗ), устройства оценки параметров сигнала (частоты, задержки) и др. Все эти системы и устройства также являются предметом рассмотрения в данном справочнике.

Работа над справочником распределилась следующим образом: Овсянников Е. П. написал гл. 2, § 3.3—3.7, а также совместно с Жодзишским М. И.—§ 3.2; Симонгауз В. И.—гл. 4; Сазонов Л. Б.—§ 6.4, 8.5; Сила-Новицкий С. Ю. совместно с Жодзишским М. И.—§ 1.3, 6.3 и гл. 7; Мазепа Р. Б.—гл. 11; Жодзишский М. И.—гл. 1 (кроме § 1.3), § 3.1, гл. 5, 6 (кроме § 6.3, 6.4), гл. 8 (кроме § 8.5), гл. 9—10.

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АЛУ	— арифметическо-логическое устройство
АРУ	— автоматическая регулировка усиления
АУ	— арифметическое устройство
АЦКП	— аналого-цифровой квадратурный преобразователь
АЦП	— аналого-цифровой преобразователь
БДК	— блок дискретизации и квантования
БИС	— большая интегральная схема
БМУ	— блок микропрограммного управления
БПП	— блок приоритетного прерывания
БПФ	— быстрое преобразование Фурье
ГОИ	— генератор одиночных импульсов
ГПН	— генератор пилообразного напряжения
ГПСЧ	— генератор псевдослучайной последовательности
ДДПКД	— делитель с дробно-переменным коэффициентом деления
ДНЗ	— диод с накоплением заряда
ДПКД	— делитель с переменным коэффициентом деления
ДПФ	— дискретное преобразование Фурье
ДФКД	— делитель с фиксированным коэффициентом деления
ДХ	— дискриминационная характеристика
Ед.МР	— единица младшего разряда
ИС	— интегральная схема
ИФД	— импульсно-фазовый детектор
КМОП	— комплементарная ИС со структурой металл-окисел-полупроводник
ММП	— метод максимального правдоподобия
МОП	— металл-окисел-полупроводник
МП	— микропроцессор
МПК	— микропроцессорный комплект
МСУ	— многофункциональное синхронизирующее устройство
НС	— накапливающий сумматор
ОЗУ	— оперативное запоминающее устройство
ПЗУ	— постоянное запоминающее устройство
ППЗУ	— программируемое постоянное запоминающее устройство
ПСП	— псевдослучайная последовательность
ПШС	— псевдошумовой сигнал
РГ	— резервная группа
РОН	— регистратор общего назначения
РПЗУ	— репрограммируемое ПЗУ
СВР	— средства восстановления работоспособности
СВС	— система вхождения в связь
СЕВ	— система единого времени
СМПК	— секционированные МПК
СНЧ	— синтезатор несущей частоты
ССЗ	— схема слежения за задержкой
ССН	— схема слежения за несущей
СТЧ	— синтезатор тактовой частоты
СУП	— схема ускоренного переноса
СФС	— система фазовой синхронизации

ТТЛ	— транзисторно-транзисторная логика
ТТЛШ	— ТТЛ с диодами Шотки
УВВ	— устройство ввода-вывода
УВХ	— устройство выборки и хранения
УГ	— управляемый генератор
УДИ	— устройство добавления и исключения импульсов
УКП	— (схема) установки коэффициента пересчета
УПЧ	— усилитель промежуточной частоты
ФАП	— фазовая автоподстройка частоты
ФД	— формирователь (импульсов фиксированной) длительности
ФКИ	— формирователь коротких импульсов
ФНЧ	— фильтр нижних частот
ФПИ	— формирователь пачки импульсов
ФС	— формирователь (длительности) строба
ФСП	— формирователь сигнала переноса
ЦАП	— цифро-аналоговый преобразователь
ЦПЭ	— центральный процессорный элемент
ЦРПС	— цифровая радиоприемная система
ЦСО	— цифровой синтезатор отсчетов
ЦСФ	— цифровой согласованный фильтр
ЦСЧ	— цифровой синтезатор частоты
ЦФД	— цифровой фазовый детектор: дискриминатор системы ФАП, у которого z_d зависит от $\varphi_{вх}$, но не от $U_{вх}$
ЦФД-П, ЦФД-Р, ЦФД-С, ЦФД-Т	— цифровые фазовые детекторы соответственно с пилообразной, релейной, синусной и треугольной характеристиками
ЦФОС	— цифровой фильтр основной селекции
ЧАП	— частотная автоподстройка
ЭВМ	— электронная вычислительная машина
ЭСЛ	— эмиттерно-связанная логика

ОСНОВНЫЕ УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

$a(\lambda)$	— ДХ (дискриминационная характеристика)
a_i	— значения элементов ПСП: $a_i = \pm 1$
$C(t)$	— косинусный квадратурный компонент комплексной огибающей входной смеси: $C(t) = U_{вх}(t) \cos \varphi_{вх}(t)$
d	— относительный период дискретизации: $d = T_d \Delta f_{0,7}$
e, e_m	— напряжение смещения при рандомизации и его размах
F_0	— частота суммирования НС (гл. 3); опорная частота двухуровневых ЦСЧ
$F_{сбр}$	— частота сброса реверсивного счетчика в цифровом фильтре
$F_{оп}$	— частота опорных колебаний дискриминатора (ЦФД)
F_p	— частота регулирования
F_x	— частота качания задержки
f_d	— частота дискретизации: $f_d = \omega_d / 2\pi$
$f_{гд}$	— постоянная частота цифровых опорных колебаний: $f_{гд}^0 = \omega_{гд}^0 / 2\pi$
$f_{гн}$	— частота дискретизации при получении по очереди обеих квадратурных компонент
g, g_Φ	— относительное смещение частоты: $g = \frac{\Omega}{\Delta\omega_{0,7}}$; $g_\Phi = \frac{\Omega}{\Delta\omega_\Phi}$
i	— целое число ($i = 1, 2, 3, \dots$)
j	— мнимая единица ($j = \sqrt{-1}$)
K_a	— коэффициент усиления аналоговой части
$K_n(j\omega), K_s(j\omega)$	— частотные характеристики соответственно линейных сглаживающих цепей и замкнутой системы

$K_{\text{л}}(p), K_{\text{ц.ф}}(p), K_{\text{ц.с}}(p)$	— передаточные функции соответственно линейных сглаживающих цепей, цифрового фильтра, цифрового синтезатора
$K_{\delta}(n)$	— вспомогательный коэффициент: $K_{\delta}(n) = 1 - 2\delta(1 - \delta)/n$
$k_{\text{л}}$	— коэффициент передачи линейной части
$k_{\text{д}}$	— коэффициент передачи дискриминатора
k_1, k_2	— коэффициенты передачи цифрового фильтра по пропорциональной и интегрирующей петлям
$k_{\text{д н}\psi}, k_{\text{д н}\tau}$	— коэффициенты передачи аналогового дискриминатора ССЗ соответственно по фазе и задержке
$k_{\text{д}\psi}, k_{\text{д}\tau}$	— то же для цифрового дискриминатора ССЗ
k_{Σ}	— суммарный коэффициент усиления контура
$k_{\text{д р}}$	— коэффициент передачи ЦФД — Р
k	— номер сигнала на выходе дискриминатора и цифрового фильтра
$k_{\text{д}\Delta\omega}$	— коэффициент передачи дискриминатора ЧАП
$k_{\text{д}0}$	— наклон спрямленной исходной характеристики ЦФД
$l(\Lambda)$	— отношение правдоподобия
$N_{\text{д}}$	— флуктуационная характеристика
$N_{\text{н}}$	— то же для аналогового дискриминатора ССЗ
$N_{\text{с}}$	— эквивалентная флуктуационная характеристика: $N_{\text{с}} = N_{\text{д}}/k_{\text{д}}^2$
$N_{\text{з}\tau}$	— то же для цифрового дискриминатора ССЗ по задержке
$N_{\text{з н}\psi}, N_{\text{з н}\tau}$	— то же для аналогового дискриминатора ССЗ соответственно, по фазе и по задержке
N_0	— односторонняя спектральная плотность белого шума на входе ЦРПС
n	— отношение длительности символа к времени накопления: $n = T_{\text{с}}/T_{\text{н}}$
n_1	— коэффициент деления счетчика, регулирующего $T_{\text{и}}$
$n_{\text{д}}$	— коэффициент деления (емкость) счетчика-делителя или ДПКД
$n_{\text{у}}$	— емкость дискретного усредняющего устройства
P	— стабилизируемая АРУ суммарная мощность
$P_{\text{с}}$	— мощность сигнала на входе ЦРПС
$\text{Pr}(x)$	— вероятность события x
p	— оператор Лапласа (аргумент передаточной функции); номер спектральной составляющей (гл. 4)
q^2	— отношение по энергии сигнал-шум на символ информации: $q^2 = 2P_{\text{с}}T_{\text{с}}/N_0$
R	— порядковый номер числа, вводимого в микроЭВМ; отношение времени накопления $T_{\text{с}}$ к периоду дискретизации $T_{\text{д}}$
$R(\tau)$	— автокорреляционная функция
r	— порядковый номер отсчета АЦП
$S(t)$	— синусная квадратурная компонента комплексной огибающей входной смеси: $S(t) = U_{\text{вх}}(t) \sin \varphi_{\text{вх}}(t)$
s	— отношение сигнал-шум по напряжению на входе АЦП: $s = U_{\text{с}}/\sigma_{\text{ш}}$
$T_{\text{с}}$	— длительность символа
$T_{\text{д}}$	— период дискретизации
$T_{\text{н}}$	— время накопления
$T_{\text{м}}$	— длительность мерного интервала
$T_{\text{и}}$	— постоянная времени интегрирующей петли
$t_{\text{г}}$	— моменты дискретизации
$U_{\text{вх}}(t)$	— огибающая входной смеси
$\dot{U}_{\text{вх}}(t)$	— комплексная огибающая входной смеси: $\dot{U}_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}}(t) \exp [j\varphi_{\text{вх}}(t)] = \dot{u}_{\text{вх}} \exp [-j\varphi_0(t)]$
$U_{\text{с}}$	— амплитуда входного сигнала (без шума)
$\dot{U}_{\text{с}}$	— комплексная огибающая входного сигнала
$u_{\text{вх}}(t)$	— входная смесь сигнала и помехи
$u_{\text{с}}(t), u_{\text{н}}(t)$	— входные сигнал и помеха
$u_{\text{д}}(t)$	— сигнал на выходе аналогового дискриминатора
$u_{\text{ш}}(t)$	— входной шум (с гауссовским распределением)
X, X'	— синусные усредненные канальные сигналы аппаратной части основного канала и канала ССЗ соответственно

X_k	— синусный усредненный каналный сигнал при качании задержки
x	— относительная ошибка слежения по частоте: $x = \Delta\omega T_n/2$
Y, Y'	— косинусные усредненные каналные сигналы аппаратной части основного канала и канала ССЗ соответственно
Y_k	— косинусный усредненный каналный сигнал при качании задержки
$\dot{Z}, \dot{Z}', \dot{Z}_k$	— комплексные сигналы, вводимые в микроЭВМ: $\dot{Z} = Y + jX$; $\dot{Z}' = Y' + jX'$; $\dot{Z}_k = Y_k + jX_k$
$z_S[r], z_C[r]$	— квантованные отсчеты квадратурных компонент
$z_{вх}[r], \dot{z}_{вх}[r]$	— соответственно цифровые действительный и комплексный входные сигналы
$z_d[k]$	— сигнал ошибки (на выходе дискриминатора)
$z_y[k]$	— управляющий сигнал
$\dot{z}_{вых}$	— комплексный цифровой выходной сигнал: $\dot{z}_{вых} = z_{выхC} - jz_{выхS}$
$z_{вых}$	— действительный цифровой выходной сигнал
$z_{и}$	— выходной сигнал дискретного интегратора
z_f, z_ϕ	— коды частоты и фазы
$\gamma(\theta_k)$	— нелинейное преобразование квантованной разности фаз при фазовой обработке
$\Delta\omega$	— ошибка слежения по частоте: $\Delta\omega = \omega_c - \omega_{вых}$
$\Delta\omega_\phi$	— эквивалентная энергетическая полоса ФНЧ и односторонняя полоса полосового фильтра: $\Delta\omega_\phi = 2\pi\Delta f_\phi$
$\Delta\omega_{0,7}$	— полоса ФНЧ по уровню 0,7 и односторонняя полоса по уровню 0,7 полосового фильтра
$\Delta\phi$	— фазовые искажения; фазовые флуктуации ЦСЧ (гл. 3)
ΔF	— дискрет перестройки частоты ЦСЧ
ΔF_n	— дискрет перестройки частоты преобразователя код-частота
$\pm \Delta F_k/2$	— отклонение частоты при «качании»
Δf_s	— эквивалентная полоса замкнутой системы
Δx_k	— относительное отклонение частоты при «качании»: $\Delta x_k = \pi \Delta F_k T_n$
$\delta(t)$	— дельта-функция
δ	— временной сдвиг границы символов относительно ближайшей границы интервала накопления, поделенный на время накопления T_n
ε	— масштабный множитель АЦП: $\varepsilon = (T_n \Delta u)^{-1}$
$\kappa, \kappa_\Sigma, \kappa_n, \kappa_k$	— соответственно коэффициенты энергетических потерь из-за дискретизации и квантования при демодуляции; из-за нелинейности дискриминатора и двоичной информации; из-за двоичной информации; из-за качания задержки
η_s	— эквивалентный белый шум на входе дискриминатора
$\theta(t)$	— разность фаз входной смеси и выходного сигнала: $\theta(t) = \Phi_{вх}(t) - \Phi_{вых}(t)$
$\lambda_c(t)$	— отслеживаемый параметр (на входе следящей системы)
$\lambda_{вых}(t)$	— отслеженное значение параметра $\lambda_c(t)$ (на выходе следящей системы)
$\lambda(t)$	— ошибка слежения: $\lambda = \lambda_c - \lambda_{вых}$
$\lambda_{уст}$	— установившаяся динамическая ошибка
$\Pi(t), \Pi'(t)$	— соответственно ПСП и так называемая производная ПСП
$\Pi_k(t)$	— ПСП с качанием задержки
Π	— энергетический потенциал: $\Pi = P_c/N_0$
τ	— временная ошибка слежения ССЗ и системы символьной синхронизации: $\tau = \tau_c - \tau_{вых}$
τ_0	— длительность stroba в сигнале $\Pi'(t)$ и в опорном сигнале при символьной синхронизации
$\tau_{вых}$	— задержка выходного сигнала
$\pm \tau_k/2$	— отклонение задержки при «качании»
τ_c	— задержка входной ПСП и двоичных символов
τ_s	— длительность элемента ПСП
$\Phi(x)$	— интеграл вероятности: $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$

$\Phi_0(t)$	— полная фаза аналоговых опорных колебаний
$\Phi_{\text{вых}}(t)$	— полная фаза выходного сигнала
$\Phi_r[r]$	— отсчеты полной фазы цифровых опорных колебаний (при цифровой свертке доплеровского сдвига)
$\Phi_c(t)$	— полная фаза входного сигнала
φ	— ошибка слежения по фазе: $\varphi(t) = \Phi_c(t) - \Phi_{\text{вых}}(t)$
$\Phi_{\text{вх}}(t)$	— относительная фаза входной смеси: $\Phi_{\text{вх}}(t) = \Phi_{\text{вх}}(t) - \Phi_0(t)$
$\varphi_{\text{вых}}$	— относительная фаза выходного сигнала: $\varphi_{\text{вых}}(t) = \Phi_{\text{вых}}(t) - \omega_{\text{ф}} t$
Φ_k	— результат квантования фазы $\varphi_{\text{вх}}(t)$
$\varphi_c(t), \varphi_{\text{сф}}(t)$	— относительные фазы входного сигнала: $\varphi_c(t) = \Phi_c(t) - \Phi_0(t)$; $\varphi_{\text{сф}}(t) = \Phi_c(t) - \omega_{\text{ф}} t$
φ_{c0}	— начальная фаза входного сигнала: $\varphi_{c0} = \Phi_c(t=0)$
$\varphi_{\text{уст}}$	— установившаяся динамическая ошибка в системе ФАП
$\varphi_{\text{ш}}$	— флуктуационное отклонение фазы: $\varphi_{\text{ш}} = \Phi_{\text{вх}} - \Phi_c$
ψ	— фазовая ошибка слежения ССЗ и системы символьной с синхронизации: $\psi = 2\pi\tau/\tau_{\Sigma}$; $\psi = 2\pi\tau/T_c$
Ω	— отстройка частоты аналоговых опорных колебаний от $\omega_{\text{ф}}$: $\Omega = \omega_0 - \omega_{\text{ф}}$
ω	— частота (аргумент спектральной плотности)
ω_0	— частота аналоговых опорных колебаний в АКЦП (в аналоговом способе получения квадратурных компонент): $\omega_0 = \Phi'_0(t)$
$\omega_{\text{вых}}$	— частота выходного сигнала: $\omega_{\text{вых}} = \Phi'_{\text{вых}}(t)$
ω_c	— частота входного сигнала (без шума): $\omega_c = \Phi'_c(t)$
$\omega_{\text{ф}}$	— центральная частота спектра входной смеси $u_{\text{вх}}(t)$

Введение

Различают аналоговые, дискретные и цифровые сигналы. Аналоговый сигнал принимает континуум значений по уровню и задается по оси времени на несчетном множестве точек. Этот сигнал называется также непрерывным или континуальным [24]. Дискретный сигнал принимает континуум значений по уровню, но задан на дискретном множестве точек по оси времени (принято говорить — на дискретном времени). Цифровой сигнал принимает конечное число значений по уровню и задается на дискретном множестве точек по оси времени. Цепи (элементы, схемы, устройства, системы), предназначенные для формирования и обработки этих сигналов, называются соответственно аналоговыми, дискретными или цифровыми.

Аналоговыми являются сигналы на выходах приемной и передающей антенн, микрофона, передающей телевизионной трубки, телеметрического датчика и др. Примеры аналоговых устройств: генераторы гармонических сигналов, модуляторы, преобразователи частоты, усилители высокой, промежуточной и низкой частоты, операционные усилители.

Примером цифровых сигналов являются сигналы в цифровых вычислительных машинах. Примерами цифровых схем служат логические элементы, регистры, сумматоры, счетчики, запоминающие устройства, триггеры.

Дискретные сигналы и устройства занимают промежуточное положение между аналоговыми и цифровыми. Таковыми являются, например, приборы с зарядовой связью и обрабатываемые ими сигналы. Они нашли ограниченное применение в ЦРПС и в дальнейшем рассматриваться не будут.

Цифровая обработка сигнала обладает рядом существенных преимуществ перед аналоговой [55]: высокой точностью обработки, которую можно повышать до любого необходимого значения путем усложнения аппаратуры; высокой стабильностью характеристик за счет отсутствия свойственных аналоговым цепям параметрических уходов; возможностью запоминания и задержки на неограниченное время больших массивов информации, быстрого и точного ее воспроизведения; возможностью реализации сложных квазиоптимальных и адаптивных методов приема сигналов; высокой надежностью и степенью интеграции; удобством сопряжения с ЭВМ, автоматизации проектирования и эксплуатации, адекватного цифрового моделирования.

Недостатки цифровой обработки сигналов по сравнению с лучшими образцами аналоговой — меньшая ширина спектра обрабатываемых сигналов, дополнительные погрешности, возникающие при аналого-цифровом и цифро-аналоговом преобразованиях, большая потребляемая мощность и габариты изделий (хотя известны и противоположные примеры).

Цифровыми радиоприемными системами называют приемники радиосигналов, в которых основную обработку выполняют с помощью цифровых устройств. Входная аналоговая смесь полезного сигнала, шума и помех подвергается в ЦРПС предварительной аналоговой обработке и далее на высокой или промежуточной частоте преобразованию в цифровую форму с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Широко используют и обратный переход от цифрового сигнала к аналоговому. В простейшем случае его выполняют с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). В ЦРПС характерно совмещение этого перехода с преобразованием формы сигнала с помощью цифрового синтезатора частоты (ЦСЧ), преобразующего цифровой сигнал (код

частоты) в аналоговый периодический сигнал с частотой, определяемой этим кодом.

Переход от цифрового сигнала к аналоговому с помощью ЦАП используют в ЦРПС с аналоговым выходным сигналом, например при цифровой передаче речи и в цифровом телевидении. Переход от цифрового сигнала к аналоговому с помощью ЦСЧ используют в рассмотренных ниже цифро-аналоговых устройствах, которые столь же широко применяют в ЦРПС, как и полностью цифровые. В дальнейшем под цифровыми устройствами (системами) будем понимать оба типа устройств—и цифро-аналоговые, и полностью цифровые.

В справочнике собрано большое число схем, расчетных формул, таблиц, графиков, необходимых при проектировании различных типов ЦРПС, но не всех возможных. В частности, мало внимания уделено ЦРПС декаметрового диапазона, в которых используется большое число уровней квантования (2^8 — 2^{16}). Эти ЦРПС подробно рассмотрены в [49]. Выводы расчетных формул, как правило, в справочнике не приводятся, однако даются ссылки на источники, где такой вывод проведен. Вместе с тем авторы стремились пояснить принципы работы основных схем и функциональных алгоритмов и «физику» основных зависимостей, что необходимо для творческого проектирования ЦРПС.

I. Общие вопросы проектирования цифровых радиоприемных систем

1.1. ПРИНИМАЕМЫЕ СИГНАЛЫ, ПРИНЦИПЫ ИХ ОБРАБОТКИ

Основной фактор при выборе принципов построения ЦРПС — вид используемого радиосигнала, который определяется решаемой ЦРПС задачей и диапазоном используемых радиоволн. Рассмотрим несколько типичных примеров, из которых первые три относятся к космическим радиолиниям различного назначения «Земля-борт» и «борт-Земля». Как известно [45, гл. 2], в подобных радиолиниях используют метровые, дециметровые и сантиметровые волны, для которых атмосфера Земли прозрачна. Как правило, в них применяют непрерывные сигналы, позволяющие (по сравнению с импульсными) добиться большего энергетического потенциала $P [Гц] = P_c / N_0$ (где P_c — средняя мощность сигнала, N_0 — спектральная плотность шума). Белый гауссовский шум — основной тип помех в подобных радиолиниях. Мультипликативные помехи для космических радиолиний нехарактерны, для них характерен значительный доплеровский сдвиг принимаемого сигнала, достигающий единиц, десятков или сотен килогерц в зависимости от диапазона радиоволн. При проектировании радиолиний специального назначения принимают меры защиты от преднамеренных помех, как правило негауссовских и небелых.

В простейшем случае (например, в беззапросных навигационных системах) передающее устройство располагают на одном конце радиолинии, а приемное — на другом. В ряде случаев (например, в командно-измерительных системах) на обоих концах радиолинии помещают как передающее, так и приемное устройство, при этом для развязки принимаемого сигнала от излучаемого используют различные несущие частоты на прием и на передачу.

Для систем с непрерывным излучением характерна когерентная обработка принимаемого сигнала, основанная на формировании в ЦРПС опорных колебаний, фазы которых с точностью до малых ошибок слежения совпадают с фазами несущего и модулирующих колебаний. Когерентную обработку осуществляют с помощью нескольких замкнутых цифровых систем фазовой синхронизации (СФС). Каждая из них производит инерционную обработку принимаемого сигнала, причем время усреднения выбирают таким, чтобы обеспечить на выходе СФС высокое отношение сигнал-шум.

Пример 1.1. В системах, к которым не предъявляют требование высокой помехозащищенности по отношению к преднамеренным помехам, часто используют так называемый «простой» сигнал. Часть мощности этого сигнала сосредоточена в несущем колебании, что необходимо для облегчения вхождения ЦРПС в синхронизм и для скоростных и угломерных траекторных измерений. Для передачи цифровой информации и для дальномерных траекторных измерений используют модулированные поднесущие колебания, которые, в свою очередь, осуществляют фазовую модуляцию несущего колебания.

ЦРПС простого непрерывного сигнала должна решать следующие основные задачи: 1) вхождение в связь по частоте несущей (одномерный поиск сигнала); 2) синхронизацию и демодуляцию несущего колебания; 3) синхронизацию и демодуляцию поднесущих и модулирующих их дальномерных гармонических колебаний; 4) синхронизацию и демодуляцию двоичных символов цифровой информации; 5) измерение параметров сигнала с целью получения траекторной информации и оценки качества приема. Вторую, третью и четвертую задачи обычно решают с помощью замкнутых СФС, а первую и последнюю — с помощью разомкнутых устройств. Решение первой задачи обеспечивает выработку

целеуказаний СФС несущего колебания, что необходимо для ввода этой системы в синхронизм. Входные сигналы для решения последней задачи вырабатывают СФС несущего и модулирующих гармонических колебаний, называемые системами фазовой автоподстройки частоты (ФАП).

Перечисленные задачи относятся к выполняемой ЦРПС первичной обработке радиосигналов. Эта обработка начинается с усиления и преобразования принятого антенной сигнала и заканчивается выдачей первичных оценок двоичных символов информации $\dot{y} = \pm 1$ и усредненных за длительность мерного интервала (например, за 0,1 или 10 с) отсчетов дальности, скорости, угловых координат, отношения сигнал-шум. Результаты первичной обработки подвергают вторичной обработке с целью обнаружения и исправления ошибок при передаче информации (с помощью избыточного кодирования), расчета траектории движения источника или приемника радиосигналов и т. д. Данный справочник посвящен лишь первичной обработке радиосигналов.

Пример 1.2. В системах, предназначенных для работы в условиях преднамеренных помех, помехозащищенность ЦРПС повышают с помощью использования так называемых «сложных» широкополосных сигналов. Получили распространение два способа расширения спектра: 1) псевдослучайная перестройка рабочей (несущей) частоты; 2) использование псевдощумовых сигналов (ПШС). Иногда оба способа применяют одновременно.

В первом способе передающее и приемное устройства синхронно изменяют рабочую частоту через промежуток времени, недостаточные по продолжительности для разведки и постановки прицельной по частоте помехи противоборствующей стороной. Одной из основных задач построения ЦРПС в этом случае является создание ЦСЧ для компенсации изменений рабочей частоты принимаемого сигнала (см. гл. 3). После такой компенсации принципы обработки сигнала те же, что и в примере 1.1.

Второй способ повышения помехозащищенности — использование ПШС. Этот ПШС образуется на передающем конце радиолинии с помощью псевдослучайной последовательности (ПСП), которая представляет собой видеосигнал, принимающий в течение i -го интервала времени длительностью τ_i значение $a_i = \pm 1$. Его перемножают на модулированный передаваемой информацией радиосигнал. Таким образом образуют излучаемый радиосигнал — ПШС. Так как число значений $a_i = +1$ и $a_i = -1$ в среднем практически одинаково, то в спектре ПШС отсутствует несущая составляющая, что затрудняет когерентный прием этого сигнала. Теперь ЦРПС решает следующие основные задачи: 1) вхождение в связь по частоте несущей и задержке ПСП (двумерный поиск); 2) синхронизацию и свертку ПСП; 3) синхронизацию и демодуляцию несущего колебания; 4) синхронизацию и демодуляцию двоичных символов информации; 5) измерение параметров сигнала.

Задачу 2 решают с помощью замкнутой СФС ПСП, называемой схемой слежения за задержкой (ССЗ). Свертка ПСП заключается в умножении принимаемого ПШС на опорную («местную») ПСП, вырабатываемую ССЗ, и в последующей относительно узкополосной фильтрации (по сравнению с шириной спектра ПШС). В результате свертки получают сигнал, модулированный двоичными символами и траекторной информацией, но не ПСП (этим и оправдывается термин «свертка» ПСП).

Пример 1.3. Промежуточное положение между системами с непрерывным излучением и с короткими импульсами занимают системы с длинными импульсами, например системы связи с многостанционным доступом и временным разделением каналов [56]. Как и для систем с непрерывным излучением, для них характерна когерентная обработка сигналов с помощью различных СФС. Однако в начале каждого импульса (длительностью в несколько мс) каждый раз заново протекают переходные процессы в СФС. Для их ускорения каждый импульс начинается с синхропреамбулы. Синхропреамбула содержит сигналы для ввода в синхронизм различных систем: немодулированное гармоническое колебание — для синхронизации системы ФАП; гармоническое колебание, модулированное меандром символьной частоты — для системы символьной синхронизации; гармоническое колебание, модулированное кодовым видеосигналом

с хорошими корреляционными свойствами—для кадровой (цикловой) синхронизации. Этот последний сигнал обычно обрабатывают согласованным с ним цифровым фильтром.

Пример 1.4. Рассмотрим принципы построения ЦРПС импульсных сигналов, в которых когерентность сохраняется лишь в течение относительно короткого импульса, а между импульсами когерентности нет. Такие сигналы применяют, в частности, в радиолокации и в системах тактической связи. Примером может служить система тактической связи и управления «Джитидс» [18]. В этой системе временной интервал для передачи одного сообщения абонента длительностью 7,8 мс состоит из преамбулы, собственно сообщения и защитного интервала. Основным типом помех в этой системе являются помехи от других радиосредств (противника и своих). Для повышения помехоустойчивости применяют код Ридд-Соломона (на 15 информационных символов 16 проверочных); перемежение символов (для борьбы с импульсной помехой); посимвольные скачки частоты в диапазоне 255 МГц (51 частота). Каждый символ передает 5 бит информации с помощью модуляции циклическим сдвигом ПСП из 32 элементов (31 элемент М-последовательности плюс один добавочный элемент). Длительность элемента составляет 0,2 мкс, соответственно длительность символа—6,4 мкс. При этом используют модуляцию несущей с минимальным сдвигом (частотную манипуляцию без разрыва фазы), за счет чего удается сократить ширину спектра сигнала до 3,5 МГц (при работе на одной несущей частоте). Между символами (импульсами)—пауза длительностью 6,6 мкс.

В рассматриваемых системах СФС не применяют, так как время усреднения не может быть выбрано больше длительности одного короткого импульса из-за отсутствия межимпульсной когерентности. Импульс здесь обычно обрабатывают с помощью согласованного с ним цифрового фильтра. После согласованной фильтрации выделяют амплитуду отклика и далее проводят некогерентную цифровую обработку.

Пример 1.5. Относится к ЦРПС декаметрового диапазона, работающим, например, в полосе 1,5...30 МГц [49]. Основной вид помех здесь—внешние, сосредоточенные по частоте (узкополосные станционные) или по времени (импульсные—от электрооборудования). При размещении ЦРПС на вынесенных радиоприемных центрах (т. е. удаленных от постороннего электрооборудования) основным видом помех становятся узкополосные станционные помехи. Так как на вход ЦРПС обычно попадает много таких помех, то математической моделью их суммарного воздействия может служить небелый гауссовский шум. Рассматриваемая ЦРПС осуществляет прием непрерывных сигналов с различными видами модуляции: амплитудной, частотной, фазовой и однополосной, а также сигналов частотной, относительной фазовой и амплитудной телеграфии. Здесь используют совершенно другие принципы обработки, чем в описанных выше ЦРПС непрерывных сигналов космических радиолиний. Входной сигнал в смеси с помехами усиливают и предварительно фильтруют в аналоговой части приемного тракта, затем подвергают аналого-цифровому преобразованию и поддают на цифровой фильтр основной селекции (ЦФОС). Полоса пропускания ЦФОС приблизительно равна ширине спектра принимаемого сигнала. Его задача—подавить узкополосные станционные помехи при минимальном искажении спектра принимаемого сигнала. Можно сказать, что ЦФОС здесь играет решающую роль, аналогичную роли различных СФС в ЦРПС космических радиолиний (см. примеры 1.1—1.3) и обеспечивает высокое отношение сигнал-шум на своем выходе. После него ставят цифровые демодуляторы, соответствующие используемому виду модуляции.

Для сравнения отметим, что цифровую СФС также можно рассматривать как цифровой фильтр, однако ширина полосы этого фильтра намного меньше ширины полосы сигнала на его входе. Частота настройки СФС за несущей (системы ФАП) отслеживает изменения входной частоты (иногда быстрые, например 1 кГц/с), тогда как частота настройки ЦФОС при приеме сигнала одной станции обычно неизменна. Соответственно строят эти цифровые фильтры совершенно по-разному: СФС—в виде системы автоматического регулирования [63], ЦФОС—в виде трансверсального или рекурсивного цифрового фильтра [49].

1.2. ПЕРЕХОД ОТ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА К ЦИФРОВОМУ

1.2.1. Цифровые сигналы

Комплексный сигнал. В современных цифровых системах часто используют комплексный цифровой сигнал. Этот сигнал получают из узкополосной аналоговой входной смеси сигнала и помехи $u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_n(t)$ на выходе усилителя промежуточной частоты, т. е. на входе ЦРПС (важным частным случаем помехи является внутренний шум приемника).

Напомним предварительно определение и свойства аналогового комплексного сигнала, являющегося прообразом соответствующего цифрового. В теории сигналов важное значение имеет аналитический комплексный сигнал, образуемый из действительного $u_{\text{вх}}(t)$ следующим образом:

$$\dot{u}_{\text{вх}}(t) = u_{\text{вх}}(t) + j\hat{u}_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}}(t) \exp[j\Phi_{\text{вх}}(t)],$$

где $\hat{u}_{\text{вх}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u_{\text{вх}}(\tau)}{(t-\tau)} d\tau$ — функция, сопряженная по Гильберту с функцией $u_{\text{вх}}(t)$;

$U_{\text{вх}}(t) = \sqrt{u_{\text{вх}}^2(t) + \hat{u}_{\text{вх}}^2(t)}$ и $\Phi_{\text{вх}}(t) = \arctg [\hat{u}_{\text{вх}}(t)/u_{\text{вх}}(t)]$ — огибающая и полная фаза смеси $u_{\text{вх}}(t)$. Функции $\hat{u}_{\text{вх}}(t)$, $U_{\text{вх}}(t)$ и $\Phi_{\text{вх}}(t)$ однозначно выражаются через исходную функцию даже в случае, если $u_{\text{вх}}(t)$ не является узкополосным сигналом. Правда, в этом случае огибающая и полная фаза не имеют такой привычной и наглядной интерпретации, как в случае узкополосного сигнала. Комплексный спектр $\dot{Z}_{\text{вх}}(\omega)$ действительного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ существует при $\omega \geq 0$ и $\omega < 0$, причем модуль этого спектра (рис. 1.1, а) является четной, а аргумент — нечетной функцией частоты. На рис. 1.1, а модули непрерывных энергетических спектров (спектральных плотностей) показаны с помощью непрерывных кривых,

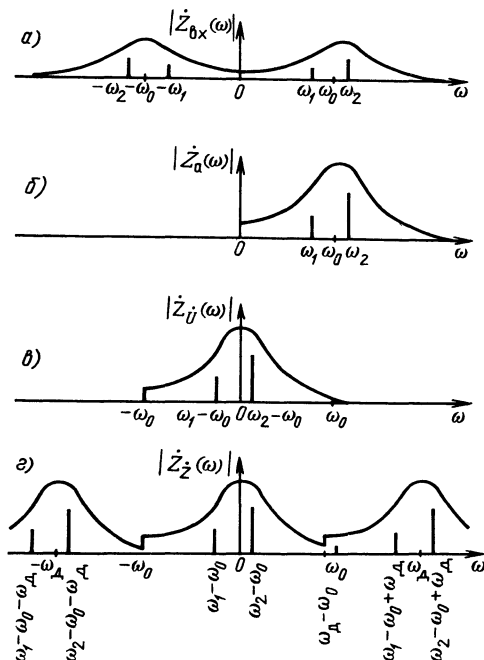


Рис. 1.1. Модули комплексных спектров входного сигнала (а), аналитического сигнала (б), комплексной огибающей (в), цифрового комплексного сигнала (г)

модули дискретных спектров двух гармонических составляющих (с частотами ω_1 и ω_2) условно показаны с помощью дискретных линий. Комплексный спектр $\dot{Z}_a(\omega)$ аналитического комплексного сигнала $\dot{u}_{\text{вх}}(t)$ при отрицательных частотах равен нулю, а при положительных — удвоенному спектру исходного сигнала (рис. 1.1, б):

$$\dot{Z}_a(\omega) = \begin{cases} 2\dot{Z}_{\text{вх}}(\omega) & \text{при } \omega > 0, \\ 0 & \text{при } \omega < 0. \end{cases}$$

Представляющая для дальнейшего основной интерес комплексная огибающая $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$ входной смеси $u_{\text{вх}}(t)$ выражается через аналитический комплексный сигнал $\dot{u}_{\text{вх}}(t)$ следующим образом:

$$\dot{U}_{\text{вх}}(t) = \dot{u}_{\text{вх}}(t) \exp[-j\omega_0 t],$$

где ω_0 — опорная частота, равная или близкая к резонансной частоте усилителя промежуточной частоты, т. е. к центральной частоте спектра входного сигнала $\omega_{\text{ф}}$. Так как при выборе частоты ω_0 допустим некоторый произвол, то комплексная огибающая $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$ определяется не вполне однозначно: для однозначности следует указать частоту ω_0 . Спектр $\dot{Z}_U(\omega)$ комплексного сигнала $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$ получается сдвигом влево на частоту ω_0 (в район нулевой частоты) спектра аналитического сигнала: $\dot{Z}_U(\omega) = \dot{Z}_a(\omega - \omega_0)$ (см. рис. 1.1, в). В результате такого сдвига спектральные составляющие появляются и на отрицательных частотах, поэтому комплексный сигнал $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$ не является аналитическим. Его можно представить в показательной и в алгебраической форме следующим образом:

$$\dot{U}_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}}(t) \exp[j\varphi_{\text{вх}}(t)] = C(t) + jS(t),$$

где $\varphi_{\text{вх}}(t) = \Phi_{\text{вх}}(t) - \Phi_0(t)$ — относительная фаза входной смеси; $\Phi_0(t) = \omega_0 t$ — полная фаза опорного колебания;

$$C(t) = U_{\text{вх}}(t) \cos \varphi_{\text{вх}}(t), \quad S(t) = U_{\text{вх}}(t) \sin \varphi_{\text{вх}}(t) \quad (1.1)$$

— косинусная и синусная квадратурные компоненты входной смеси. При этом

$$U_{\text{вх}}(t) = \sqrt{C^2(t) + S^2(t)}; \quad \varphi_{\text{вх}} = \arctg[S(t)/C(t)], \quad u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{\text{вх}}(t)]. \quad (1.2)$$

Цифровой комплексный сигнал $\dot{z}_{\text{вх}}[r] = z_C[r] + jz_S[r]$, где $r = 1, 2, 3, \dots$ — порядковый номер, является цифровым эквивалентом комплексной огибающей $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$. Он получается с помощью дискретизации и квантования квадратурных компонент: $z_S[r] = \mathfrak{I}S(t_r)$; $z_C[r] = \mathfrak{I}C(t_r)$, где t_r — моменты дискретизации, \mathfrak{I} — оператор квантования. Комплексный спектр $\dot{Z}_z(\omega)$ цифрового сигнала периодичен с периодом, равным частоте дискретизации $\omega_d = 2\pi f_d$. Если пренебречь искажениями спектра из-за квантования (т. е. учитывать лишь дискретизацию), то спектр $\dot{Z}_z(\omega)$ может быть получен из спектра $\dot{Z}_U(\omega)$ многократным повторением его на частотах $\pm\omega_d$; $\pm 2\omega_d$; ... и суммированием сдвинутых спектров (рис. 1.1, з):

$\dot{Z}_z(\omega) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \dot{Z}_U(\omega + i\omega_d)$. Если ширина спектра аналогового сигнала $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$ меньше ω_d , то по спектру цифрового сигнала $\dot{z}_{\text{вх}}[r]$ можно однозначно восстановить комплексный спектр $\dot{Z}_U(\omega)$, а следовательно, и сам аналоговый сигнал $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$, т. е. искажения при дискретизации отсутствуют. Если это условие не соблюдается, то происходит наложение сдвинутых спектров аналогового сигнала и появляются искажения (см. рис. 1.1, з).

Действительный сигнал. Кроме рассмотренного перехода от аналогового сигнала к комплексному цифровому иногда применяют переход к действительному, фазовому или амплитудному цифровым сигналам. Для перехода к цифровому действительному сигналу $z_{\text{вх}}[r]$ исходный аналоговый сигнал необходимо гетеродинировать в одну из спектральных полос, отделенных друг от друга частотами $0,5i\omega_d$, где $i = 0, 1, 2, \dots$ Во избежание спектральных искажений при этом накладывают требование не только на ширину спектра смеси $u_{\text{вх}}(t)$ на входе АЦП: $\Delta\omega_{\text{вх}} \leq 0,5\omega_d$, но и на его расположение по оси частот: спектр сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ не должен пересекать точки $0,5i\omega_d$. Допустимая ширина

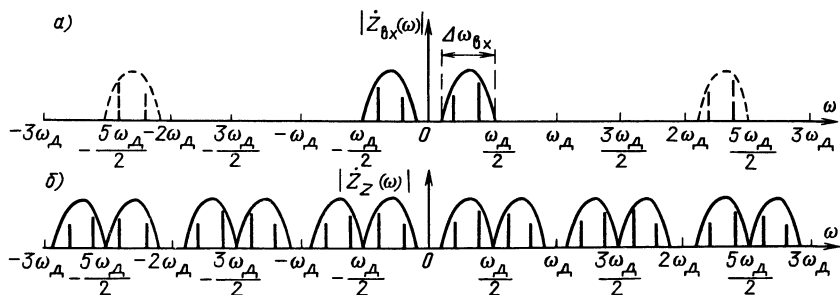


Рис. 1.2. Модули комплексных спектров входного сигнала (а) и цифрового действительного сигнала (б)

спектра действительного сигнала на входе АЦП вдвое меньше, чем комплексного (при условии одинаковой в обоих случаях частоты дискретизации). На рис. 1.2 показаны модули спектров $\dot{Z}_{bx}(\omega)$ и $\dot{Z}_z(\omega)$ сигналов $u_{bx}(t)$ и $z_{bx}[r]$ в случае, когда спектр сигнала $u_{bx}(t)$ расположен в одной из нечетных полос ($0 \dots \omega_d/2$, или $\omega_d \dots 3\omega_d/2$, или $2\omega_d \dots 5\omega_d/2$ и т. д.), а на рис. 1.3 — в одной из четных полос. На рис. 1.2 сплошными и штриховыми линиями показаны два различных варианта расположения спектра сигнала $u_{bx}(t)$. При изображении спектров цифровых сигналов пренебрегли ошибками квантования. Как и в случае комплексного сигнала, спектр цифрового действительного сигнала периодичен с периодом ω_d , однако лишь половина спектральных составляющих на каждом периоде различна.

Фазовый и амплитудный сигналы. При переходе к цифровому фазовому сигналу используют информацию лишь о фазе $\varphi_{bx}(t)$, но не об амплитуде $U_{bx}(t)$ узкополосной входной смеси (1.2). Это эквивалентно использованию «жесткого» амплитудного ограничителя, что избавляет от необходимости применения автоматической регулировки усиления (АРУ) перед АЦП, но существенно снижает помехоустойчивость ЦРПС по отношению к некоторым негауссовским помехам, в частности узкополосным. При наличии лишь гауссовских помех обработка фазового сигнала благодаря своей простоте получила определенное распространение на практике, особенно в цифровых СФС [63].

Переход к цифровому амплитудному сигналу используют в случае превышения мощности сигнала над мощностью шума на входе АЦП, в частности в некогерентной радиолокации. В случае малого отношения сигнал-шум информация о полезном сигнале содержится в основном в фазе, а не в амплитуде смеси сигнала и шума. В этом случае можно использовать фазовую, но не амплитудную обработку.

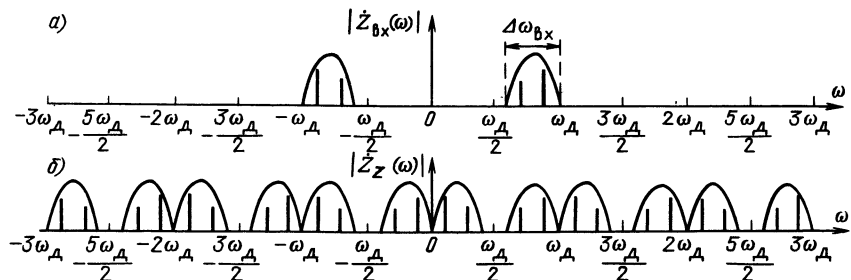


Рис. 1.3. Модули комплексных спектров входного сигнала (а) и цифрового действительного сигнала (б)

Аналого-цифровому преобразованию можно подвергать одновременно отсчеты амплитуды и фазы входного сигнала и использовать амплитудно-фазовую обработку. Хотя такая обработка и описана в литературе (см., например, [49]), однако значительного практического распространения она не получила из-за отсутствия ощутимых преимуществ перед обработкой комплексного сигнала, представленного отсчетами квадратурных компонент.

1.2.2. Способы получения цифровых сигналов

Схема с двумя фазовыми детекторами. Квадратурные компоненты $S(t)$ и $C(t)$ могут быть получены с помощью двух фазовых детекторов, каждый из которых состоит из перемножителя и фильтра нижних частот (ФНЧ), причем ФНЧ должен максимально подавлять вторую гармонику (с частотой $2\omega_0$) и пропускать с минимальными искажениями разностный компонент (рис. 1.4). На перемножители подаются квадратурные опорные колебания $-U_0 \sin \Phi_0(t)$ и $U_0 \cos \Phi_0(t)$, где $\Phi_0(t) = \omega_0 t$. Сигналы на выходах фазовых детекторов при неучете искажений пропорциональны соответствующим квадратурным компонентам $S(t)$ и $C(t)$, причем коэффициент пропорциональности определяется амплитудой опорных колебаний U_0 и коэффициентом передачи k_x перемножителей. Если для рис. 1.4 условно принять $U_0 = 2$, $k_x = 1$ (как это и будем в дальнейшем делать), то сигналы на выходах фазовых детекторов будут равны (а не только пропорциональны) соответствующим квадратурным компонентам. АЦП превращают эти сигналы в цифровые.

Устройство преобразования аналогового действительного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ в цифровой комплексный $\hat{z}_{\text{вх}}[r]$ называется аналого-цифровым квадратурным преобразователем (АЦКП).

Реальные фазовые детекторы выделяют квадратурные компоненты с нелинейными искажениями и с несколько отличающимися друг от друга в двух каналах коэффициентами. В результате при подаче на вход квадратурного преобразователя гармонического сигнала $u_c(t) = U_c \cos(\omega_0 + \Delta\omega)t$ на его выходе наряду с основной гармоникой $\hat{U}_c(t) = U_c \exp(j\Delta\omega t)$ появятся ложные гармоники, а также амплитудные и фазовые искажения основной гармоники. Наибольшими по величине будут ложные гармоники с частотами $-\Delta\omega$ и $+3\Delta\omega$. При 10%-ном отличии коэффициентов передачи каналов относительный уровень гармоники с частотой $-\Delta\omega$ по отношению к основной достигает -17 дБ; для получения уровня ложных сигналов относительно основного -40 дБ отклонение амплитудных характеристик квадратурного преобразователя от идеальных не должно превышать 1% [64]. К аналогичным искажениям и ложным сигналам приводит также отклонение

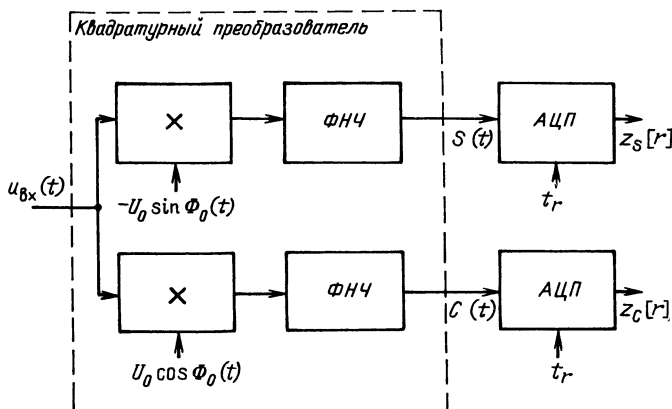


Рис. 1.4. Аналого-цифровой квадратурный преобразователь

разности фаз опорных колебаний от 90° . Для компенсации этих нежелательных явлений можно использовать цифровую коррекцию искажений квадратурных компонент [64].

Отсчеты квадратурных компонент могут быть получены и без фазовых детекторов. Это можно сделать, образуя цифровые отсчеты одного из квадратурных компонент как отсчеты сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ в моменты дискретизации t_i с частотой дискретизации $\omega_d = \omega_0/i$ ($i = 1, 2, 3, \dots$), а отсчеты другой квадратурной компоненты — в моменты t'_i , опережающие на четверть периода опорного колебания $T_0 = 2\pi/\omega_0$ моменты t_i :

$$t_i = i \cdot 2\pi r / \omega_0; \quad t'_i = (i \cdot 2\pi r - \pi/2) / \omega_0. \quad (1.3)$$

Подставив (1.3) в (1.2), получим:

$$u_{\text{вх}}(t_i) = U_{\text{вх}}(t_i) \cos \varphi_{\text{вх}}(t_i); \quad u_{\text{вх}}(t'_i) = U_{\text{вх}}(t'_i) \sin \varphi_{\text{вх}}(t'_i).$$

Сравнив эти выражения с (1.1), найдем:

$$z_s[r] = \Im S(t'_i); \quad z_c[r] = \Im C(t_i).$$

Следовательно, в рассматриваемом способе, как и в схеме рис. 1.4, образуют цифровые отсчеты квадратурных компонент, т. е. также осуществляют гетеродинирование входной смеси на нулевую частоту. Однако, в отличие от схемы рис. 1.4, гетеродинирование происходит не с помощью умножителей, а в процессе дискретизации. Если в схеме рис. 1.4 цифровые отсчеты квадратурных компонент z_c и z_s образуют в один и тот же момент времени t_i , то в описываемом способе — в разные моменты t_i и t'_i , что является недостатком этого способа, особенно при значительном отклонении частоты входного сигнала ω_c от частоты ω_0 . Для уменьшения этого нежелательного явления следует увеличивать частоту ω_0 и соответственно ω_c , но это приводит к увеличению требуемого быстродействия АЦП.

Остановимся на этом вопросе подробнее. Особенность рассматриваемого способа по сравнению со способом, реализованным в схеме рис. 1.4, — непосредственное преобразование в цифровой вид квазигармонического колебания $u_{\text{вх}}(t)$ с выхода усилителя промежуточной частоты. Для получения многообразного цифрового сигнала такое преобразование, как правило, выполняют в два этапа [49]: вначале с помощью устройства выборки и хранения (УВХ) производят дискретизацию колебания $u_{\text{вх}}(t)$, а затем квантование отсчетов с выхода УВХ (рис. 1.5). Это квантование осуществляют с помощью одного из типов стандартных АЦП [11]. Во избежание путаницы будем называть его квантователем, хотя в схемотехнической литературе и в [49] его называют АЦП. Термин АЦП, как это принято в теоретической литературе [24], будем использовать для устройства, осуществляющего и дискретизацию, и квантование.

Наибольшее распространение в ЦРПС получили два типа УВХ, использующих конденсатор в качестве запоминающего элемента [49]. В УВХ первого типа при подаче стробирующего импульса на управляющий вход аналогового ключа происходит заряд конденсатора с малой постоянной времени до напряжения

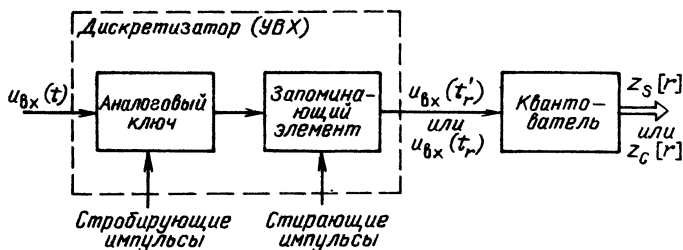


Рис. 1.5. Устройство перехода от аналогового сигнала к цифровому

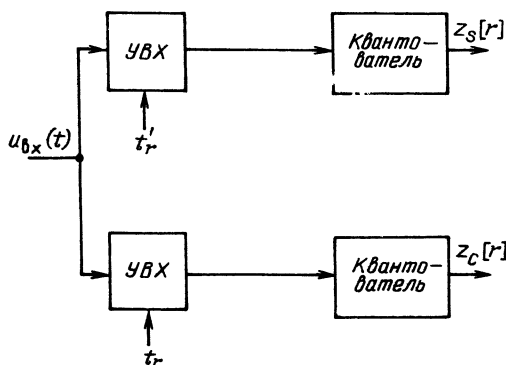


Рис. 1.6. Аналого-цифровой квадратурный преобразователь

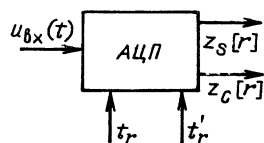


Рис. 1.7. Аналого-цифровой квадратурный преобразователь

входной смеси. С окончанием стробирующего импульса входную смесь отключают от конденсатора, который фиксирует напряжение, равное уровню входной смеси в момент окончания стробирующего импульса. К этому моменту и относят отсчет. В промежутке между стробирующими импульсами УВХ сохраняет значение предыдущего отсчета.

Ко второму типу относят интегрирующие УВХ, в которых производят интегрирование входной смеси в течение воздействия стробирующего импульса и хранение результата интегрирования в промежутке между этими импульсами. Здесь отсчет относят к середине интервала стробирования Δt . В конце каждого периода дискретизации производят стирание информации (при разряде конденсатора). В [49] рекомендуется использовать в ЦРПС интегрирующие УВХ из-за большего динамического диапазона и лучшей фильтрации.

Напряжение на выходе интегрирующего УВХ

$$u_{\text{УВХ}} = \int_{-0,5\Delta t}^{0,5\Delta t} u_{\text{вх}}(t + \tau) d\tau = \bar{U}_{\text{вх}} \Delta t, \quad (1.4)$$

где $\bar{U}_{\text{вх}}$ — среднее значение $u_{\text{вх}}(t)$ на интервале Δt . В (1.4) для упрощения преобразований перед интегралом опущен коэффициент, обратно пропорциональный постоянной времени интегрирования. Его легко учесть соответствующим выбором коэффициента передачи АЦП. Требуемое быстродействие квантователя определяется временем $\Delta t_k = T_d - \Delta t$, в течение которого отсчет аналогового сигнала должен быть преобразован в цифровую форму ($T_d = 2\pi/\omega_d$).

Как показано в [49], время Δt в интегрирующих УВХ совсем не обязательно брать много меньшим периода входного сигнала $2\pi/\omega_c$: в случае достаточно узкополосного входного сигнала можно выбирать $\Delta t = \pi/\omega_c$; при увеличении ширины полосы сигнала $\Delta t < \pi/\omega_c$, однако все же намного больше отрезка времени, в течение которого можно пренебречь изменением входного сигнала.

На рис. 1.6 изображена возможная схема получения комплексного сигнала $\dot{z}_{\text{вх}} = z_c + jz_s$ с помощью образования отсчетов входной смеси $u_{\text{вх}}(t)$ в сдвинутые на $T_0/4 = \pi/2\omega_0$ моменты t_r и t_r' , определяемые выражениями (1.3). На УВХ подаются стробы с длительностью $\Delta t \leq T_0/2$. Период дискретизации T_d согласован с шириной спектра входной смеси $u_{\text{вх}}(t)$ и в случае его узкополосности $T_d \gg 2\pi/\omega_c$. Квантователи за время $\Delta t_k = T_d - \Delta t$ преобразуют аналоговые отсчеты на выходах УВХ в цифровую форму.

При относительно большом времени Δt_k можно обойтись одним квантователем, подключаемым через коммутатор к двум УВХ по очереди [49]. Время преобразования аналогового отсчета в цифровую форму Δt_k при этом вдвое сокращается. Если время Δt_k можно еще значительно сократить и довести до $\Delta t_k \leq T_0/4$, то можно отказаться от двухканальной схемы и использовать один АЦП, например параллельного типа [11] для образования обеих квадратурных компонент по очереди (рис. 1.7). В параллельных АЦП операция квантования

может предшествовать операции выборки и хранения, причем последнюю операцию выполняют в цифровой, а не в аналоговой форме (см. рис. 6.10, в [11]).

Ложный сигнал из-за дрейфа нуля. Гетеродинирование в АЦКП входной смеси $u_{\text{вх}}(t)$ на нулевую частоту приводит к опасности появления ложного сигнала, эквивалентного помехе, из-за ухода «нуля» перемножителей и АЦП. Действительно, появление паразитных постоянных составляющих компонент выходного сигнала Δz_S и Δz_C равноценно наличию на входе АЦКП (рис. 1.4, 1.6, 1.7) помехи

$$\Delta u_{\text{вх}}(t) = \Delta U_{\text{вх}} \cos(\omega_0 t + \Delta \varphi_{\text{вх}}),$$

где

$$\Delta U_{\text{вх}} = \sqrt{\Delta S^2 + \Delta C^2}; \quad \Delta \varphi_{\text{вх}} = \arctg(\Delta S / \Delta C); \quad \Delta z_S = \mathfrak{I} \Delta S; \quad \Delta z_C = \mathfrak{I} \Delta C.$$

Ложный сигнал $\Delta u_{\text{вх}}(t)$ может нарушить нормальную работу ЦРПС: при вхождении в связь этот сигнал может быть принят за истинный; при приближении частоты истинного сигнала ω_c к ω_0 система ФАП может «потерять» истинный сигнал и «захватиться» за ложный и т. д. Этот недостаток, очевидно, проявляется в случае, когда на входе АЦКП может присутствовать гармонический полезный сигнал с частотой $\omega_c \approx \omega_0$. В частности, при приеме ПШС такая ситуация возможна в ЦРПС с аналоговой сверткой ПСП и невозможна в системах с цифровой сверткой ПСП, так как в последних на входе АЦКП присутствует не гармонический радиосигнал, а ПШС. При этом паразитное смещение постоянной составляющей в аналоговых элементах АЦКП преобразуется при цифровой свертке ПСП в относительно слабый широкополосный сигнал, не оказывающий заметного влияния на работу ЦРПС. Для избавления от влияния дрейфа нуля в ЦРПС с аналоговой сверткой ПСП принимаемый сигнал следует умножать не на ПСП (при свертке ПСП), а на произведение ПСП на меандровое колебание, а затем (после АЦП) на это же меандровое колебание умножать цифровой сигнал. Усреднение произведения цифрового сигнала на меандровое колебание за период последнего приводит к компенсации постоянных паразитных составляющих Δz_S и Δz_C . Желательно, чтобы частота меандрового колебания была значительно меньше ширины полосы пропускания аналогового тракта, но значительно больше ширины полос ФАП и ССЗ.

Снижение требований к быстродействию АЦП. Вернемся к рассмотрению схемы на рис. 1.7, позволяющей с помощью одного АЦП получать обе квадратурные компоненты с помощью взятия отсчетов входной смеси в моменты t_r и t'_r , сдвинутые относительно друг друга на $T_0/4$. Преимуществом этой схемы по сравнению со схемами на рис. 1.4 и 1.6 является одноканальность и, следовательно, исключение ошибок, связанных с неидентичностью двух каналов, недостатком — малое время преобразования аналогового отсчета в цифровую форму $\Delta t_k \leq T_0/4$. Покажем, каким образом в схеме на рис. 1.7 можно увеличить это время. Такая возможность связана со стробоскопическим эффектом: отсчеты гармонической функции с частотой $\omega_0 = 2\pi/T_0$ повторяются через T_0 , а через $T_0/2$ меняют свой знак. Поэтому, если брать отсчеты $u_{\text{вх}}(t)$ с учетверенной частотой опорного сигнала, т. е. через $T_0/4$, то получим пары квадратурных компонент с чередующимися знаками (рис. 1.8, а). В случае узкополосной смеси $u_{\text{вх}}(t)$ брать так часто отсчеты нет необходимости: из показанных на рис. 1.8, а отсчетов достаточно брать меньшую часть, пропуская большую. Условием (1.3) соответствует взятие пар соседних отсчетов (рис. 1.8, б). Для увеличения Δt_k следует брать не соседние, а более удаленные отсчеты. Это достигается сдвигом t'_r относительно t_r не на $\Delta t_1 = T_0/4$, а на $\Delta t = nT_0 + T_0/4$, где $n < i/2$, $i_r = \omega_0/\omega_d$, n — целое число (рис. 1.8, в).

На рис. 1.8, в частота дискретизации осталась той же, что и на рис. 1.8, б. (Под частотой дискретизации здесь понимается частота образования пары квадратурных компонент.) Несколько изменив частоту дискретизации и сдвиг Δt_1 , можно добиться, чтобы знаки каждой квадратурной компоненты чередовались (рис. 1.8, г). Это заменяет умножение входной смеси в аналоговой части на меандр для компенсации дрейфа нулей аналоговых элементов (см. выше). Разумеется, при этом необходимо инвертировать через раз знак каждой квадратурной компоненты в цифровой части. Максимально возможное значение

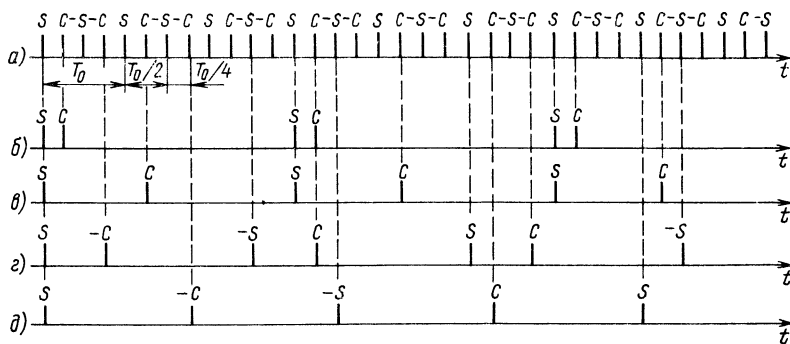


Рис. 1.8. Эпюры к АЦКП на рис. 1.7

$$\Delta t_1 = T_n/2. \quad (1.5)$$

Чтобы при этом знаки квадратурных компонент чередовались, необходимо выбрать

$$T_n = iT_0 + T_0/2, \quad (1.6)$$

где i — целое число (рис. 1.8, д). Из (1.6) получаем формулу связи частот f_0 и f_n :

$$f_0 = f_n(i + 0.5). \quad (1.7)$$

Так как при выполнении условия (1.5) моменты дискретизации t'_r расположены посередине между моментами дискретизации t_r , то можно использовать одну последовательность моментов дискретизации t_r^n с удвоенной частотой $f_n^n = 2f_n$, отделять четные отсчеты от нечетных и знак каждого второго четного и нечетного отсчета инвертировать (рис. 1.9) [49]. Из (1.7) имеем

$$f_n^n = 4f_0/(2i + 1). \quad (1.8)$$

Рассмотренные способы увеличения времени Δt_k существенно снижают требования к быстродействию АЦП. Однако не следует забывать, что получаемые при этом отсчеты квадратурных компонент $z_s[r]$ и $z_c[r]$ для одного и того же r относятся к разным моментам, отличающимся друг от друга на Δt_1 . Для привязки отсчетов в каждой паре квадратурных компонент к одному моменту можно применить цифровой интерполирующий фильтр [49].

Квантование действительного сигнала. Рассмотрим схему на рис. 1.10 [49]. В ней на выходе АЦП получают цифровой действительный сигнал и перемножают его на два цифровых квадратурных опорных колебания с частотой $2\pi f_r = \Phi'_r[r]$, на которую гетеродинируют центральную частоту сигнала ω_ϕ при дискретизации в АЦП:

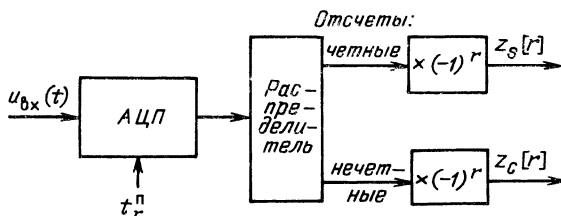


Рис. 1.9. Аналого-цифровой квадратурный преобразователь

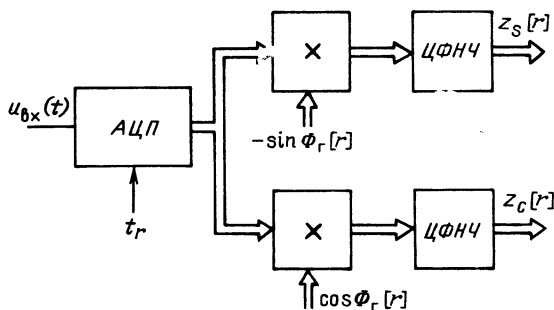


Рис. 1.10. Аналого-цифровой квадратурный преобразователь (ЦФНЧ — цифровой ФНЧ)

$$f_r = |f_\phi - if_n|,$$

где i — номер ближайшей к f_ϕ гармоники f_n . Частоту f_r необходимо выбрать достаточно высокой, чтобы спектры компонент с суммарными и разностными частотами на выходах перемножителей не перекрывались. Гармоники с частотой $2f_r$ на выходе перемножителей подавляют цифровыми ФНЧ. Разностные гармоники проходят через ФНЧ и представляют собой цифровые отсчеты квадратурных компонент.

Особенно удобно выбрать $f_r = f_n/4$. В этом случае отсчеты опорных колебаний $\sin \omega_r r T_n$ и $\cos \omega_r r T_n$ принимают только значения 0, +1 и -1. Умножение на них сводится к отделению четных отсчетов от нечетных и инверсии знака каждого второго отсчета, тем самым снова приходим к схеме на рис. 1.9. Подавление гармоник с частотой $2f_r$ сводится при этом к интерполяции отсчетов квадратурных компонент к одному моменту.

Иногда f_r выгодно выбрать в 2—3 раза выше, чем $f_n/4$, так как при этом уменьшается влияние нелинейных искажений в аналоговом тракте ЦРПС ([49], с. 70). В этом случае опорные колебания принимают более трех значений, схема на рис. 1.10 не сводится к схеме на рис. 1.9 и представляет самостоятельный интерес.

Рандомизированное квантование. Одним из наиболее эффективных способов снижения необходимого числа уровней квантования и, как следствие, упрощения АЦП и цифровой обработки полученных цифровых отсчетов является рандомизация процесса квантования [14]. Рандомизированный бинарный АЦП изображен на рис. 1.11. Как и обычный бинарный АЦП, он содержит компаратор (бинарный квантователь) и Д-триггер (дискретизатор), однако на второй вход компаратора подается не нулевое смещение (как при обычном бинарном квантовании), а напряжение смещения $e(t)$, формируемое с помощью ЦАП, подключенного поразрядно к регистру сдвига вспомогательного генератора ПСП (ГПСП). Тактовая частота этой ПСП равна частоте дискретизации, если позволяет быстрдействие ЦАП, в результате каждый очередной отсчет образуется при новом смещении, причем число различных уровней смещения N_p равно числу элементов в периоде ПСП $L = 2^l - 1$, где l — число разрядов в регистре сдвига ГПСП. В случае $l \gg 1$ при расчетах допустимо считать, что смещение e является случайной величиной с равномерной в пределах $\pm e_m$ плотностью вероятности.

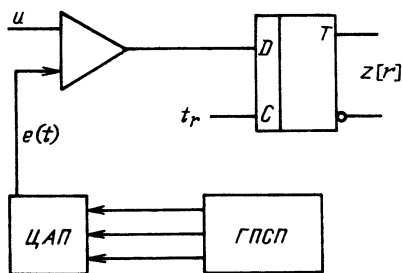


Рис. 1.11. Рандомизированный бинарный АЦП

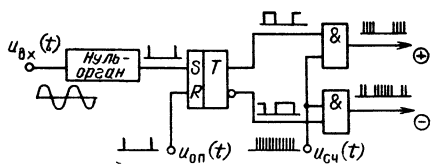


Рис. 1.12. Дискретный фазометр

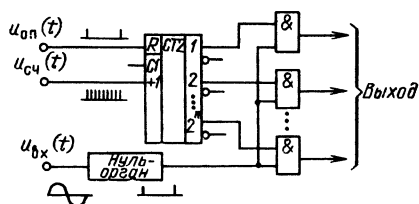


Рис. 1.13. Дискретный фазометр

При рандомизированном многоуровневом квантовании размах смещения $2e_m$ должен равняться дискрету квантования Δu .

Квантование фазового сигнала. Цифровой измеритель фазы сигнала $u_{вх}(t)$ изображен на рис. 1.12 [63]. Он измеряет временной промежуток между импульсами опорного сигнала $u_{оп}(t)$ и моментами равенства нулю входной смеси $u_{вх}(t)$. Временной промежуток формируется с помощью RS-триггера, запуск которого осуществляется импульсами, образованными нуль-органом из входной смеси $u_{вх}(t)$, а сброс — опорными импульсами. Выходной сигнал измерителя $\Phi_k[r]$ представлен в унитарном (счетно-импульсном) коде как разность за период опорного колебания между числом счетных импульсов $u_{сч}(t)$ по выходу \oplus и числом счетных импульсов по выходу \ominus . При необходимости этот унитарный код нетрудно преобразовать в двоичный с помощью реверсивного счетчика.

Обратим внимание на следующую особенность схемы на рис. 1.12. При ухудшении входного отношения сигнал-шум в одном периоде опорного колебания может оказаться больше одного импульса на выходе нуль-органа, особенно если входная смесь недостаточно узкополосна. Между тем триггер будет реагировать лишь на первый в данном периоде импульс. Это может привести к ошибкам смещения при цифровой обработке [63]. Для их устранения необходимо обрабатывать все импульсы, образованные нуль-органом из входной смеси. Отвечающий этому требованию измеритель фазы изображен на рис. 1.13 [63]. В этом измерителе счетчик периодически сбрасывают опорными импульсами $u_{оп}(t)$. После очередного сброса число в счетчике начинает равномерно увеличиваться. Это число считывают с помощью схем совпадения и в параллельном коде подают для дальнейшей обработки. Считывание происходит при поступлении импульсов с выхода нуль-органа.

Преобразование аналогового сигнала $u_{вх}(t)$ в цифровые отсчеты фазы может быть осуществлено и с помощью выделения и обработки квадратурных компонент S и C . Например, в ЦРПС в системе «Джитидс» [18] производится определение знаков величин S ; C ; $S+C$; $S-C$. Таблица 1.1 показывает однозначное соответствие между совокупностью этих знаков и результатом квантования фазы $\Phi_{вх}$ на восемь эквидистантных уровней. Некоторые другие способы преобразования аналогового сигнала $U_{вх}(t)$ в цифровые отсчеты фазы приведены в [96].

Отметим, что в дальнейшем иногда будем использовать обобщающий термин БДК — блок дискретизации и квантования. В случае квантования комп-

Таблица 1.1

$\Phi_{вх}$	$\text{sgn } S$	$\text{sgn } C$	$\text{sgn } (S+C)$	$\text{sgn } (S-C)$
$0 \dots \pi/4$	+1	+1	+1	-1
$\pi/4 \dots \pi/2$	+1	+1	+1	+1
$\pi/2 \dots 3\pi/4$	+1	-1	+1	+1
$3\pi/4 \dots \pi$	+1	-1	-1	+1
$\pi \dots 5\pi/4$	-1	-1	-1	+1
$5\pi/4 \dots 3\pi/2$	-1	-1	-1	-1
$3\pi/2 \dots 7\pi/4$	-1	+1	-1	-1
$7\pi/4 \dots 2\pi$	-1	+1	+1	-1

лексного сигнала в роли БДК выступает АЦКП, в случае действительного сигнала — АЦП, в случае фазового сигнала — дискретный фазовращатель.

1.3. ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СХЕМ ЦРПС

В данном разделе рассмотрим [31, 92] варианты построения функциональных схем ЦРПС в одном из наиболее сложных случаев (см. пример 1.2), когда принимают ПШС со значительным доплеровским сдвигом и, наряду с приемом двоичных символов, проводят оценку параметров сигнала (частоты и задержки) с целью определения скорости и дальности передатчика относительно приемника. Современные ЦРПС для решения этой задачи содержат три основные части: аналоговую; цифровую аппаратную, реализованную с помощью средств жесткой логики; цифровую программную (микроЭВМ).

В аналоговой части ЦРПС осуществляют усиление, предварительную фильтрацию и преобразование частоты сигнала. В цифровой аппаратной части реализуют те алгоритмы или их фрагменты, которые связаны с обработкой широкополосного сигнала и поэтому требуют высокого быстродействия. В процессе обработки сигнала в цифровой аппаратной части происходит сжатие его спектра, что позволяет осуществлять прореживание цифрового потока. В программной части ЦРПС реализуют относительно медленные алгоритмы обработки, однако требующие более развитой логики и расширенных арифметических возможностей. Универсальный характер программной реализации позволяет совмещать в микроЭВМ различные по характеру алгоритмы: поиск и обнаружение сигнала, выделение символов двоичной информации, оценку частоты несущего колебания и задержки ПСП, формирование управляющих сигналов для следящих систем. В рассматриваемых ЦРПС используют цифровые следящие системы по задержке — ССЗ и по несущей — ССН. В качестве ССН в режиме слежения обычно используют систему ФАП, а в режиме втягивания в синхронизм, т. е. после выдачи целеуказаний от цифровой системы вхождения в связь (СВС) (если она есть) и до уменьшения частотной ошибки до малой величины, используют систему цифровой частотной автоподстройки (ЧАП).

Контуры регулирования ССЗ и ССН замыкают через соответствующие ЦСЧ: тактовой частоты ПСП — СТЧ и несущей частоты — СНЧ, частоты которых определяются соответствующими управляющими сигналами $Z_{\text{ССЗ}}$ и $Z_{\text{ССН}}$, вырабатываемыми микроЭВМ. Системы ФАП и ЧАП используют один и тот же СНЧ, различны лишь вырабатываемые микроЭВМ управляющие сигналы. При полностью цифровом построении ССН роль СНЧ выполняет цифровой синтезатор отсчетов — ЦСО (см. гл. 3).

Рассматриваемые ЦРПС содержат в общем случае два идентичных по построению канала: основной и ССЗ. Основной канал используют для реализации всех алгоритмов ЦРПС, канал ССЗ — лишь для алгоритма ССЗ. Эти каналы формируют усредненные за время накопления T_n отсчеты (X, Y) и (X', Y') , представляющие в совокупности комплексные сигналы $\hat{Z} = Y + jX$ и $\hat{Z}' = Y' + jX'$, которые и вводят в микроЭВМ. Усреднение и одновременно прореживание цифрового потока проводят с помощью накопительных сумматоров со сбросом ($\Sigma \downarrow$).

Существует большое разнообразие вариантов функциональных схем ЦРПС ПШС. Для проведения сравнительного анализа эти схемы удобно разделить на четыре типа в зависимости от того, в каком виде (аналоговом или цифровом) выполняют свертку ПСП и доплеровского сдвига. Будем использовать следующие условные обозначения этих типов: а-а, а-ц, ц-а, ц-ц. Первая буква — тип свертки ПСП (а — аналоговая, ц — цифровая), вторая — доплеровского сдвига. Аналоговую свертку всегда выполняют по действительному сигналу, цифровую — как по действительному, так и по комплексному. Относительно свертки по типу сигнала используют обозначения: д-д, д-к, к-д, к-к. Первая буква — тип свертки ПСП (д — по действительному сигналу, к — по комплексному), вторая — доплеровского сдвига. Функциональная схема ЦРПС типа а-а, д-д изображена на рис. 1.14. На рис. 1.15—1.21 изображены функциональные схемы аппаратной части оста-

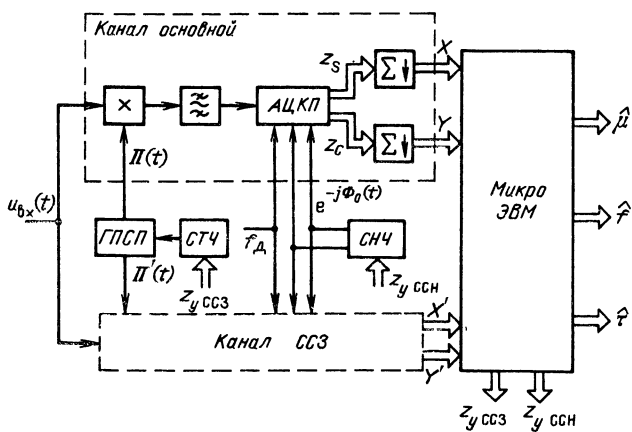


Рис. 1.14. ЦРПС типа а-а, д-д

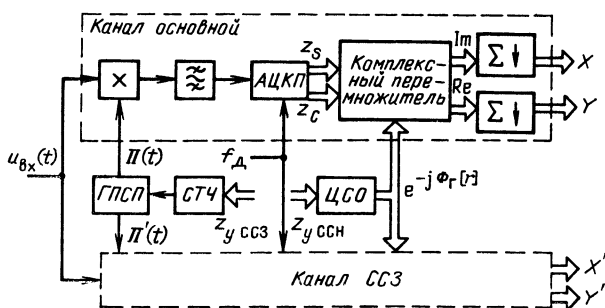


Рис. 1.15. Аппаратная часть ЦРПС типа а-ц, д-к

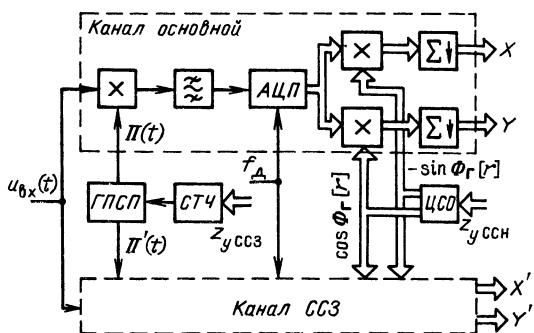


Рис. 1.16. Аппаратная часть ЦРПС типа а-ц, д-д

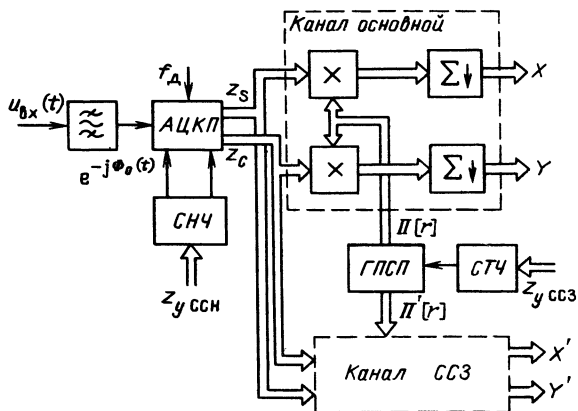


Рис. 1.17. Аппаратная часть ЦРПС типа ц-а, к-д

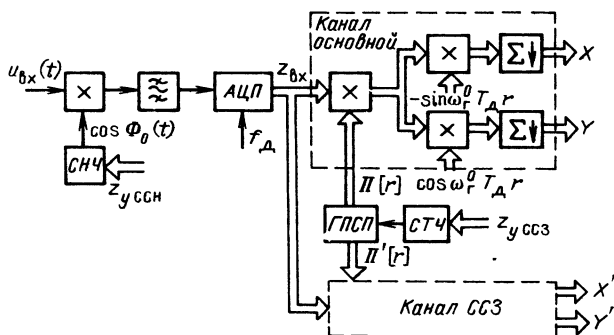


Рис. 1.18. Аппаратная часть ЦРПС типа ц-а, д-д

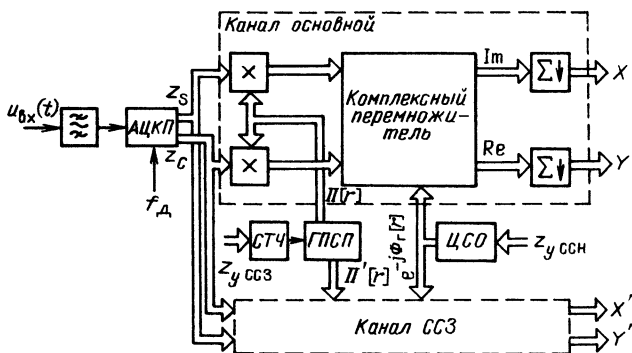


Рис. 1.19. Аппаратная часть ЦРПС типа ц-ц, к-к

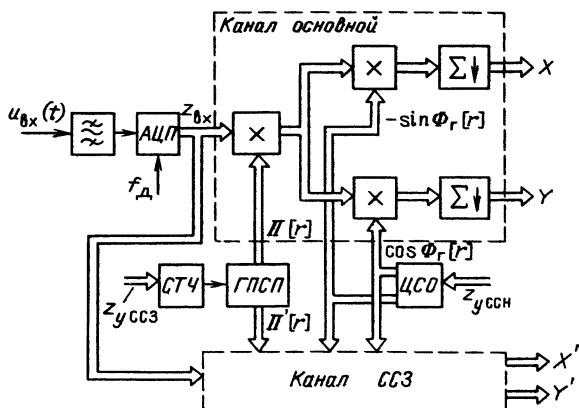


Рис. 1.20. Аппаратная часть ЦРПС типа ц-ц, д-д

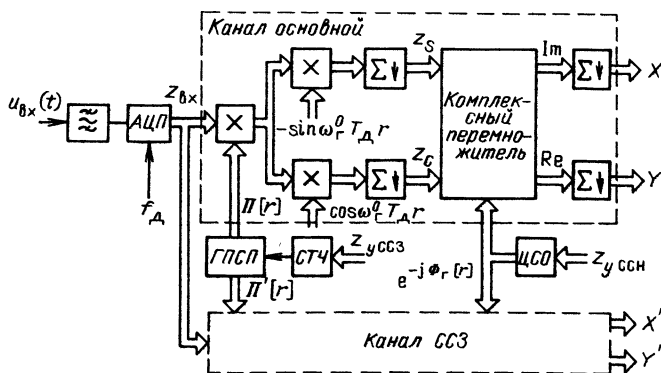


Рис. 1.21. Аппаратная часть ЦРПС типа ц-ц, д-к

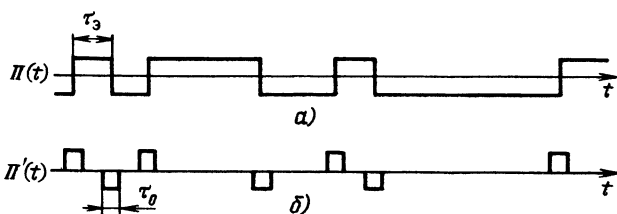


Рис. 1.22. Эпюры к ЦРПС с аналоговой сверткой ПСП

льных типов ЦРПС: программная часть (микроЭВМ) на этих рисунках опущена, так как ничем не отличается от программной части на рис. 1.14. Выделение специального канала ССЗ дополнительно к основному связано с различием опорных колебаний: $\Pi'(t)$ — производная ПСП, точнее, ее эквивалент в виде конечной разности; $\Pi(t)$ — сама ПСП. Оба опорных сигнала формирует ГПСП, на который поступают импульсы тактовой частоты от СТЧ. Вид аналоговых опорных колебаний $\Pi(t)$ и

$$\Pi'(t) = 0,5 [\Pi(t + \tau_0/2) - \Pi(t - \tau_0/2)], \quad (1.9)$$

используемых в схемах на рис. 1.14—1.16 с аналоговой сверткой ПСП, показан на рис. 1.22. Каждому фронту сигнала $\Pi(t)$ в сигнале $\Pi'(t)$ соответствует прямоугольный импульс с положительной полярностью с длительностью $\tau_0 \leq \tau_s$, каждому срезу аналогичный импульс с отрицательной полярностью. (О цифровых опорных сигналах $\Pi[r]$ и $\Pi'[r]$ см. ниже.)

Накопительные сумматоры со сбросом ($\Sigma 1$) в схемах, изображенных на рис. 1.14—1.16, сбрасываются импульсами (не показанными на этих рисунках) в моменты сброса T_R . При приеме радиосигнала, модулированного двоичными символами информации, частоту сброса $F_n = T_n^{-1}$ желательно поддерживать кратной и синфазной частоте двоичных символов F_c , при этом $F_n = nF_c$, $n = 1, 2, 3, \dots$ и все границы символов совпадают с некоторыми моментами T_R . Это возможно после установления символьной синхронизации. До установления символьной синхронизации несинфазность приводит к энергетическим потерям, оцененным в гл. 4, 6, 7 и 8.

Вместо опорного сигнала $\Pi(t)$ можно использовать опорный сигнал $\Pi_c(t)$ — ПСП с «качанием» задержки, т.е. ПСП, задержка которой в течение одного полупериода «качания» запаздывает, а в течение другого — опережает задержку ПСП в основном канале. Выходные сигналы канала ССЗ в этом случае будем обозначать X_k , Y_k . Подобный канал ССЗ с «качанием» задержки может быть объединен с основным, при этом ухудшаются точностные и энергетические характеристики ЦРПС, но уменьшается объем оборудования. Возможны и другие модификации основных вариантов.

В случаях, когда цифровую свертку не проводят (рис. 1.14) или проводят лишь по комплексному сигналу (рис. 1.15, 1.17, 1.19), может быть использован любой из описанных в предыдущем параграфе типов АЦКП (см. рис. 1.4, 1.6, 1.7, 1.9, 1.10). Устройство АЦКП на рис. 1.14, 1.15, 1.17, 1.19 не раскрыто. Если же цифровую свертку ПСП и (или) доплеровского сдвига проводят по действительному сигналу (см. рис. 1.16, 1.18, 1.20, 1.21), то устройство АЦКП, построенное на основе схемы, изображенной на рис. 1.10, раскрыто, так как в этом случае одно АЦП нередко (см. рис. 1.18, 1.20, 1.21) обслуживает оба канала (основной и ССЗ), тогда как цифровую часть АЦКП дублируют в каждом канале. Возможность использования одного АЦП во всей ЦРПС — одно из преимуществ обработки действительного сигнала. Для сравнения отметим, что в ЦРПС, которым соответствуют рис. 1.14 и 1.15, используют по четыре АЦП, а в ЦРПС, которым соответствуют рис. 1.16, 1.17 и 1.19, — по два.

Контура ССН замыкают при аналоговой свертке доплеровского сдвига с помощью СНЧ, генерирующего аналоговое опорное колебание с полной фазой $\Phi_0(t)$, а при цифровой свертке — с помощью ЦСО, генерирующего цифровое опорное колебание с полной фазой $\Phi_r[r]$ и перестраиваемой частотой $\omega_r = \Phi'_r = \text{var}$. В схемах на рис. 1.18 и 1.21 используют вспомогательные цифровые опорные колебания с неперестраиваемой частотой $\omega_r^0 = \text{const}$.

Функциональная схема типа а-а (см. рис. 1.14) характеризуется максимальной аналоговой частью и минимальной цифровой. Частота дискретизации в ней может быть минимальной, равной символьной частоте (при наличии символьной синхронизации). Эта схема может иметь модификации, связанные со способом замыкания ССН. В одном случае [4] ССН замыкают через перемножители АЦКП (см. рис. 1.4), в качестве ФНЧ используют интеграторы со сбросом на операционных усилителях, которые одновременно выполняют роль накопителей сигналов за время T_n . Напряжения с их выходов преобразуют с помощью АЦП в цифровые отсчеты (X, Y) и (X', Y') , вводимые в микроЭВМ, при этом накопительные сумматоры со сбросом в схеме на рис. 1.14 не нужны. В другом случае замыкание петли ССН осуществляют через смеситель с переносом спектра сигнала на фиксированную промежуточную частоту, на которой и работает АЦКП любого типа. Иногда в качестве опорных используют объединенные сигналы $\Pi(t) \sin \omega_0 t$ и $\Pi(t) \cos \omega_0 t$.

В схеме типа а-ц (см. рис. 1.15 и 1.16) частота дискретизации выше, чем в схеме типа а-а, так как полоса сигнала на входах АЦП шире на величину отклонения частоты несущего колебания от номинала из-за нестабильностей и доплеровского сдвига.

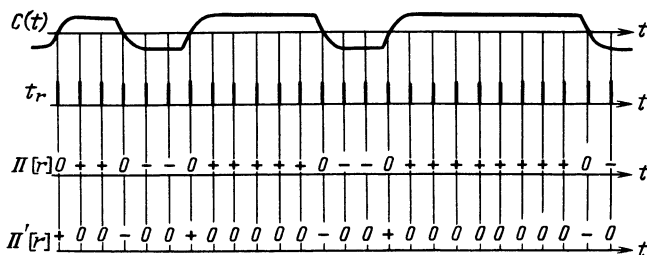


Рис. 1.23. Эпюры к ЦРПС с цифровой сверткой ПСП

Для обоих типов схем с аналоговой сверткой ПСП (а-а и а-ц) невозможна цифровая реализация поиска по задержке для ускорения вхождения в связь, что является определенным недостатком. Увеличение оборудования при использовании отдельного канала ССЗ (по сравнению со случаем совмещенного канала) происходит в основном в аналоговой части, что также можно отнести к недостаткам схем этого типа. Перейдем к рассмотрению схем с цифровой сверткой ПСП (см. рис. 1.17 - 1.21). В этих схемах не опасно паразитное смещение постоянной составляющей (дрейф нуля) в аналоговых элементах АЦКП (см. п. 1.2.2). Цифровая свертка ПСП, т. е. умножение на опорные сигналы $\Pi[r]$ и $\Pi'[r]$, реализуется несложно, так как эти сигналы принимают лишь значения $\pm 1,0$. Однако при этом частота дискретизации и соответственно частота работы этих множителей должны быть намного выше, чем в схемах с аналоговой сверткой ПСП, так как ширина спектра на входе АЦП определяется в схемах типа а-а не только и не столько символьной частотой, сколько тактовой частотой ПСП $f_1 = 1/\tau_s$, а в схемах типа а-ц, кроме того, максимальной расстройкой несущей частоты. Последняя добавка, правда, обычно значительно меньше f_1 . Практически в схемах типа а-а и а-ц $f_d = (2 \dots 10)f_1$. Из-за небольшого отношения f_d к f_1 возможны значительные ошибки при слежении за задержкой. Для борьбы с ними выбирают частоту $f_d = \text{const}$ заведомо не кратной f_1 (асинхронная дискретизация) либо подстраивают частоту $f_d = \text{var}$ под f_1 (синхронная дискретизация), при этом моменты t_r формирует СТЧ.

Поясним работу схемы на рис. 1.17, полагая для простоты входной сигнал чистым — без шума. Квадратурные компоненты S и C представляют собой ПСП, умноженную соответственно на $\sin \varphi$ и $\cos \varphi$, где φ — сдвиг фаз между входным и опорным (от СНЧ) сигналами. До установления в ССН синхронизма фаза $\varphi = \Delta\omega t$ совершает циклические вращения с частотой $\Delta\omega$, равной разности между частотами входного и опорного сигналов. После установления в ССН в виде системы ФАП синхронизма $\varphi = 0$, $S = 0$, а C представляет собой ПСП с постоянной амплитудой.

Цифровой опорный сигнал $\Pi[r]$ представляет собой «местную» ПСП, точнее, выборки в моменты дискретизации t_r из этой последовательности. При синхронной дискретизации, когда $f_d = \nu f_1$, где ν — целое, в среднем $1/2\nu$ моментов дискретизации приходится на «нули» местной ПСП и $\Pi[r] = 0$; половина (в среднем) из оставшихся моментов дискретизации приходится на положительные импульсы ПСП и $\Pi[r] = +1$, а вторая половина — на отрицательные импульсы ($\Pi[r] = -1$) (рис. 1.23).

В схемах типа а-а по сравнению со схемами типа а-ц усложняется цифровая часть за счет упрощения аналоговой. В схемах типа а-ц эта тенденция проявляется еще сильнее.

С точки зрения свертки по действительному или комплексному сигналу формально возможны четыре варианта схем типа а-ц, однако практическое значение имеют три из них: к-к, д-д и д-к, показанные соответственно на рис. 1.19...1.21. В схеме к-к для понижения требуемого быстродействия комплексного перемножителя цифровые отсчеты перед ним могут накапливаться

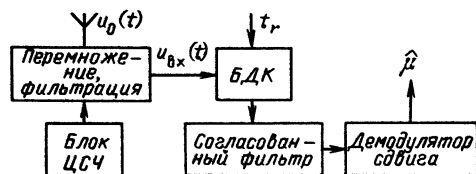


Рис. 1.24. ЦРПС импульсных сигналов

и прореживаться (на рис. 1.19 это не показано), так как ширина спектра сигнала после свертки ПСП значительно уменьшается. Возможна модификация этой схемы, в которой вначале проводят свертку доплеровского сдвига, а затем ПСП. В этой модификации комплексный перемножитель должен быть максимально быстродействующим, однако иногда эта модификация удобнее для реализации параллельного поиска по задержке (при известном доплеровском сдвиге, который можно компенсировать программным способом).

Алгоритмы работы микроЭВМ для решения основных задач данной ЦРПС (см. пример 1.2) будут рассмотрены ниже — в главах, посвященных проектированию соответствующих устройств (ССЗ, ССН и др.).

Рассмотрим теперь функциональную схему ЦРПС импульсных сигналов на примере системы «Джитидс» (см. пример 1.4). На рис. 1.24 показана функциональная схема канала приема информации. В высокочастотной части системы производится аналоговая свертка скачков частоты, для чего входной сигнал перемножается с опорным, формируемым в блоке ЦСЧ. В результате спектр сигнала сокращается с 258,5 до 3,5 МГц и оказывается возможным переход к цифровой обработке. В режиме передачи информации цифровой согласованный фильтр образует отклик в одном из 32 временных интервалов по 0,2 мкс. По номеру этого интервала демодулятор сдвига восстанавливает 5 бит информации, поступающей дальше на вторичную цифровую обработку.

На рис. 1.25 изображена упрощенная функциональная схема ЦРПС декаметрового диапазона (см. пример 1.5), составленная на основе [49]. Рассматриваемая ЦРПС многоканальная, т. е. принимает радиосигналы от нескольких станций. В аналоговой части приемного тракта проводят предварительную фильтрацию принимаемых сигналов, для чего весь диапазон разбивают на примыкающие друг к другу поддиапазоны, каждый из которых выделяют своим аналоговым фильтром (преселектором). Преселекторы нужны для уменьшения требуемой частоты дискретизации. В каждом поддиапазоне могут размещаться сигналы нескольких станций. Выходные сигналы преселекторов преобразуют в цифровую форму в БДК и далее подвергают основной селекции в ЦФОС. Полоса каждого ЦФОС приблизительно равна ширине полосы сигнала той станции, на прием которой данный фильтр настроен, т. е., как правило, меньше, чем полоса преселектора. Кроме того, коэффициент прямоугольности частотной характеристики ЦФОС значительно больше, чем преселектора. В результате ЦФОС обеспечивает значительное превышение сигнала над помехой. Цифровой демодулятор выделяет из отфильтрованного сигнала сообщение, а ЦАП в случае необходимости преобразует это сообщение в аналоговую форму.

В простейшем случае число ЦФОС равно числу одновременно принимаемых станций. ЦФОС можно перестраивать как по центральной частоте (с приема

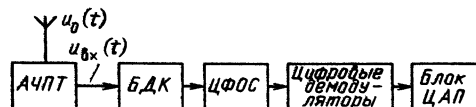


Рис. 1.25. ЦРПС непрерывных сигналов декаметрового диапазона (АЧПТ — аналоговая часть приемного тракта)

одной станции на прием другой), так и по ширине полосы пропускания (при переходе к приему сигнала с другой шириной спектра). Если позволяет быстродействие элементной базы, то один ЦФОС может одновременно фильтровать сигналы разных станций, работая в режиме разделения времени. К одному ЦФОС могут подключаться цифровые демодуляторы для различных видов модуляции (амплитудная, частотная и др.), а также различные преселекторы. Вообще, гибкость цифровых блоков является одним из основных преимуществ ЦРПС.

1.4. ВЫБОР ЧИСЛА УРОВНЕЙ КВАНТОВАНИЯ

Выбор числа уровней квантования в АЦП определяется; прежде всего, типом помех на входе ЦРПС. Если основным типом помех является белый гауссовский шум, возможно применение малоуровневого квантования, вплоть до бинарного. Если основным типом помех являются узкополосные станционные, то необходимо большое число уровней квантования.

1.4.1. Прием сигналов на фоне белого гауссовского шума

Выбор числа уровней квантования в этом случае проанализируем на примерах ЦРПС ПШС, рассмотренных в §. 1.3. Помимо большого самостоятельного интереса, результаты этого анализа применимы для анализа и других ЦРПС. Действительно, ЦРПС простых сигналов (см. пример 1.1) отличаются от ЦРПС ПШС (пример 1.2) отсутствием канала ССЗ; статистические характеристики основного канала для обоих случаев идентичны. Структура ЦРПС, не использующих микроЭВМ, отличается от структуры программно-аппаратных ЦРПС. Однако полученные ниже статистические характеристики для программно-аппаратных ЦРПС либо непосредственно применимы к анализу ЦРПС без микроЭВМ, либо легко пересчитываются для них.

Итак, обратимся к схемам, изображенным на рис. 1.14—1.21. Во всех этих схемах один и тот же аналоговый сигнал $u_{вх}(t)$ преобразуется в аппаратной части в два комплексных цифровых сигнала $\tilde{Z} = Y + jX$ и $\tilde{Z}' = Y' + jX'$ (или $\tilde{Z}_k = Y_k + jX_k$), вводимых в микроЭВМ. Число уровней квантования оказывает влияние на характеристики ЦРПС лишь через статистические характеристики этих цифровых сигналов. Если во всех этих схемах перейти к непрерывным аналогам (убрать АЦП, заменить дискретное время на непрерывное, а сумматоры — на интеграторы), то можно получить одни и те же входные сигналы микроЭВМ. Приведем статистические характеристики этих сигналов для непрерывного аналога в предположении, что входной сигнал $u_{вх}(t)$ представляет собой смесь ПШС с частотой $\omega_\phi + \Omega$, совпадающей с частотой опорных колебаний ω_0 , и белого гауссовского шума со спектральной плотностью N_0 . Полагая, что время T_n равно или кратно периоду ПСП и что за это время изменениями ошибок слежения ФАПФ и ССЗ τ можно пренебречь, а также не происходит смены двоичного символа (положим $\mu=1$), имеем:

$$MX = \varepsilon T_n U_c R(\tau) \sin \varphi; \quad MY = \varepsilon T_n U_c R(\tau) \cos \varphi; \quad DX = DY = \varepsilon^2 T_n N_0. \quad (1.10)$$

Здесь $R(\tau) = T_n^{-1} \int_0^{\tau} P(t-\tau) P(t) dt$ — автокорреляционная функция ПСП, $\varepsilon = (\Delta u T_n^{-1})$ — масштабный множитель АЦП.

$$MX' = \varepsilon U_c T_n \Delta R(\tau) \sin \varphi; \quad MY' = \varepsilon U_c T_n \Delta R(\tau) \cos \varphi;$$

$$DX' = DY' = \frac{\varepsilon^2 N_0 T_n \tau_0}{2\tau_s}. \quad (1.11)$$

Здесь $\Delta R(\tau) = \frac{1}{2} \left[R\left(\tau + \frac{\tau_0}{2}\right) - R\left(\tau - \frac{\tau_0}{2}\right) \right]$ — взаимная корреляционная функция сигналов $P(t)$ и $P'(t)$.

Сигналы X , Y , X' , Y' взаимно независимы, распределены нормально и, следовательно, полностью характеризуются приведенными в (1.10) и (1.11) параметрами — математическими ожиданиями и дисперсиями. Так как $T_n \gg \tau_s$, то при интегрировании происходит нормализация непрерывной помехи с любым исходным законом распределения, поэтому сделанные выводы справедливы для любой непрерывной помехи, а не только для шума $u_n(t)$ с гауссовским распределением. В частности, узкополосная помеха с амплитудой U_n оказывает такое же влияние, как белый гауссовский шум со спектральной плотностью

$$N_0 = U_n^2 T_n / 2.$$

С помощью сигналов X , Y , X' , Y' могут быть получены практически оптимальные оценки $\hat{\mu}$, \hat{f} и $\hat{\tau}$. Эти выводы остаются справедливыми и для цифровой обработки радиосигналов при достаточно большом числе уровней квантования квадратурных компонент и достаточно большой частоте дискретизации. Однако при проектировании устройств широкополосных радиосигналов стремятся к максимальному уменьшению как частоты дискретизации, так и числа уровней квантования.

Рассмотрим возникающие при этом ошибки. Они зависят от ширины и формы спектра процесса на входе АЦП, которые формирует предшествующий аналоговый тракт. Представим его в виде эквивалентного предшествующего фильтра — полосового с эквивалентной двусторонней шириной полосы $2\Delta\omega_\phi$ или равноценного ему ФНЧ с шириной полосы $\Delta\omega_\phi = 2\pi\Delta f_\phi$. Частотную характеристику этого фильтра обозначим $K_\phi(\Omega)$, где Ω — частота сигнала на входе ФНЧ или отклонение частоты сигнала ω_s от центральной ω_ϕ на входе полосового фильтра.

Начнем с рассмотрения ЦРПС с аналоговой сверткой ПСП. На входе БДК в этих ЦРПС присутствуют гармонический сигнал и широкополосный (по сравнению с Δf_ϕ) гауссовский шум, который аппроксимируем белым со спектральной плотностью N_0 . Так как $\Delta f_\phi \ll 1/\tau_s$, то происходит нормализация непрерывной помехи с любым исходным законом распределения. В этом случае при малом отношении сигнал-шум на входе АЦП ($s = U_c/\sigma_u \ll 1$) и любом числе уровней квантования статистические характеристики величин X , Y , X' , Y' описываются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} MX &= T_n Z_1 R(\tau) \sin \varphi / T_d; & MY &= T_n Z_1 R(\tau) \cos \varphi / T_d; \\ DX &= DY = \kappa T_n Z_1^2 f_d^2 / 2 T_d \Pi; & MX' &= T_n Z_1 \Delta R(\tau) \sin \varphi / T_d; \\ MY' &= T_n Z_1 \Delta R(\tau) \cos \varphi / T_d; & DX' &= DY' = \kappa T_n Z_1^2 f_d^2 / 4 T_d \Pi. \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

Здесь Z_1 — математическое ожидание «амплитуды» одиночного отсчета; κ — коэффициент энергетических потерь.

Статистические характеристики оценок $\hat{\mu}$, $\hat{\phi}$ и $\hat{\tau}$ при этом те же, что и при оптимальной аналоговой обработке, если в κ раз увеличить энергетический потенциал $\Pi = P_c/N_0$ на входе ЦРПС по сравнению с оптимальной аналоговой.

Сравнение формул (1.12) с (1.10) и (1.11) показывает, что в случае малых s для перехода от расчета непрерывного аналога к расчету цифровых схем следует заменить εU_c на Z_1/T_d , а Π на Π/κ . Поэтому в последующих главах, как правило, будут приводиться формулы для непрерывного аналога, а по ним с помощью указанной замены нетрудно получить формулы и для цифровых схем.

В случае обыкновенного (детерминированного) бинарного квантования при $s \ll 1$ имеем [63]:

$$Z_1 = s \sqrt{2/\pi}; \quad \kappa = \pi \Delta f_\phi T_d \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} < \arcsin R_0 [i T_d] > \cos(g_\phi/2) \Delta\omega_\phi i T_d \right\} / K_\phi^2(g_\phi),$$

где $g_\phi = \Omega/\Delta\omega_\phi$; $R_0(\tau)$ — нормированная автокорреляционная функция шума на выходе эквивалентного предшествующего фильтра, если на его входе белый шум. На рис. 1.26, а приведены графики значений κ в децибеллах для идеального прямоугольного фильтра и на рис. 1.26, б — для однополосного предшествующего фильтра (т. е. однозвенного RC-фильтра или одиночного колебательного контура) в зависимости от относительного периода дискретизации $d = \Delta f_{0,7} T_d$ и от

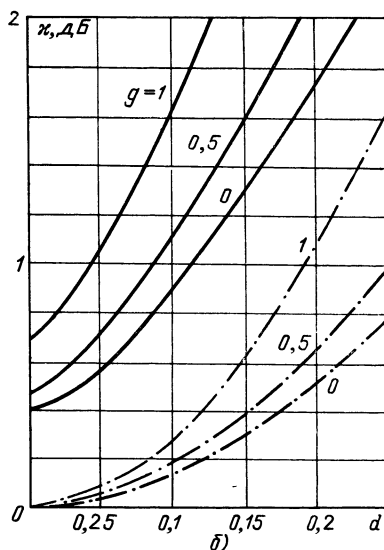
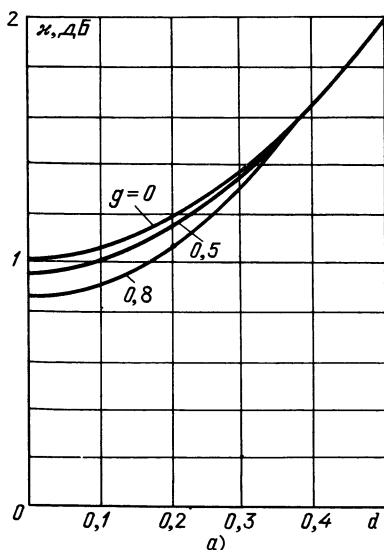


Рис. 1.26. Энергетические потери при прямоугольном (а) и однополосном (б) фильтрах из-за дискретизации (штрихпунктирные) и из-за дискретизации и бинарного квантования сигнала (сплошные кривые)

$g = \Omega / \Delta\omega_{0,7}$. Здесь $\Delta\omega_{0,7} = 2\pi\Delta f_{0,7}$ — односторонняя полоса пропускания предшествующего фильтра по уровню 0,7. Для прямоугольного фильтра $\Delta f_{0,7} = \Delta f_{\Phi}$, для однополосного фильтра $\Delta f_{\Phi} = \pi\Delta f_{0,7}/2$. На рис. 1.26, б (штрихпунктирные кривые) приведены также графики потерь κ из-за дискретизации в отсутствие квантования.

Для дальнейшего снижения энергетических потерь может быть применено трех- или четырехуровневое квантование. Характеристика четырехуровневого квантования (рис. 1.27, б) зависит от двух параметров: V_n и a . Положив $a = 0$, получим трехуровневое квантование (рис. 1.27, а). Эти виды квантования являются

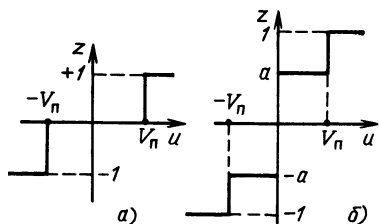


Рис. 1.27. Характеристики трех- и четырехуровневого квантователей

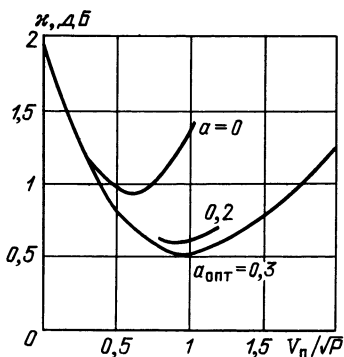


Рис. 1.28. Энергетические потери при трех- и четырехуровневом квантовании независимых отсчетов узкополосного сигнала

частными случаями многоуровневого и поэтому, в отличие от бинарного, предполагают использование в предшествующей аналоговой части системы АРУ. Положим, что использована система АРУ, поддерживающая постоянную суммарную мощность входной смеси сигнала и шума: $U_c^2/2 + \sigma_u^2 = P = \text{const}$. Положим также для простоты, что отсчеты входной смеси независимы, чему соответствует использование прямоугольного предшествующего ФНЧ с полосой Δf_Φ и частоты дискретизации $f_d = 2\Delta f_\Phi$. Энергетические потери χ для этого случая при $s \ll 1$ приведены на рис. 1.28, при этом $Z_1 = \sqrt{2/\pi} [a + (1-a) \exp(-V_d^2/2\sigma_u^2)]$. Как и в случае бинарного квантования, энергетические потери могут быть снижены, по сравнению с приведенными на рис. 1.28, увеличением частоты дискретизации, т. е. использованием зависимых отсчетов.

Перейдем теперь от случая $s \ll 1$ к случаю относительно больших s , вплоть до чистого сигнала ($s = \infty$). В этом случае следует считаться с искажениями полезного сигнала из-за нелинейности операции квантования. Если на вход АЦКП подать сигнал $U_c \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_c]$, то в результате этих искажений выходной сигнал АЦКП будет содержать основную гармонику с частотой $\Delta\omega$ и начальной фазой $\varphi_c + \Delta\varphi$, а также ложные гармоники с частотами $-3\Delta\omega$, $+5\Delta\omega$, $-7\Delta\omega$ и др. Величина $\Delta\varphi$ характеризует фазовые искажения. На такую величину отклонится фаза сигнала на выходе системы ФАП по отношению к фазе входного сигнала, что приведет к уменьшению уровня демодулированного сигнала. Величина $\Delta\varphi$ зависит от отношения сигнал-шум s и от фазы сигнала φ_c . В табл. 1.2 приведены значения максимальной (по всем φ_c) фазовой ошибки $\Delta\varphi_m$ и отношение k_r максимальной (на частоте $-3\Delta\omega$) амплитуды ложной гармоники к основной для бинарного квантования.

Таблица 1.2

s	∞	8	4	2	1	0,5
$\Delta\varphi_m$ (град)	45	30,1	20,2	8,3	2,3	0,6
k_r	0,33	0,32	0,26	0,13	0,04	0,01

Наличие ложных гармоник может привести, в частности, к их ложному захвату системой ФАП в схемах с цифровой сверткой доплеровского сдвига, причем полоса синхронизма по той или иной гармонике пропорциональна ее амплитуде. Цифровые схемы с аналоговой сверткой доплеровского сдвига свободны от этого недостатка. Как видно из табл. 1.2, при $s < 1$ отношение полосы максимального ложного захвата к основному становится меньше 0,04 и с ним, как и с фазовыми искажениями, можно не считаться.

В случае $s \rightarrow \infty$ система с бинарным квантованием в БДК становится нечувствительной к амплитуде сигнала. Хотя для передачи информации и при измерении скорости и дальности обычно используют угловую (частотную, фазовую) модуляцию сигнала, однако в ряде случаев необходимо выделение и амплитудной информации: при выработке сигнала управления для автосопровождения антенны; выработке сигнала управления в ССЗ с помощью качания задержки опорного сигнала; измерении отношения сигнал-шум. В этих случаях простое бинарное квантование при $s \gg 1$ недопустимо.

Недостатки простого бинарного квантования могут быть ослаблены переходом к рандомизированному бинарному (см. рис. 1.11).

Будем считать, что напряжение смещения $e(t)$ описывается равномерным распределением. Если при этом размах смещения e_m не меньше размаха (амплитуды) сигнала на входе компаратора, то при отсутствии шума на входе имеем (при $|u| \leq e_m$):

$$\text{Pr}(z = +1) = 0,5 + u/2e_m; \quad Mz = u/e_m.$$

Следовательно, математическое ожидание выходного сигнала пропорционально входному, что позволяет избавляться от недостатков простого бинарного квантования — ложных гармоник, амплитудных и фазовых искажений в БДК.

Таблица 1.3

e_m/\sqrt{P}	k_r	$\Delta\varphi_m^\circ$	$e_m\sqrt{P}$	k_r	$\Delta\varphi_m^\circ$
1	0,12	6	1,41	0,027	1,5
1,13	0,075	3	1,56	0,019	1
1,27	0,043	2	1,70	0,013	0,6

Рассмотрим теперь случай, когда на входе АЦКП с рандомизированным бинарным квантованием присутствует гармонический сигнал в смеси с гауссовским шумом. Положим, что система АРУ поддерживает постоянную мощность смеси сигнала и шума: $0,5U_c^2 + \sigma_u^2 = P = \text{const}$. При наличии гауссовского шума рандомизация уже не приводит к полной линеаризации АЦП. В табл. 1.3 для разных e_m/\sqrt{P} приведены: k_r — отношение максимальной паразитной гармоники к основной (коэффициент гармоник) и $\Delta\varphi_m^\circ$ — максимальные фазовые искажения. Значения s , соответствующие этим максимумам, колеблются от 2 до 8.

Использование рандомизированного бинарного квантования приводит к энергетическим потерям по сравнению с оптимальной аналоговой обработкой и отсутствием рандомизации, которые будем характеризовать коэффициентом потерь κ_r . Учет этих потерь особенно актуален при малом отношении сигнал-шум, когда $s \rightarrow 0$, $\sqrt{P} \rightarrow \sigma_u$. Эти потери зависят не только от отношения $e_m/\sqrt{P} \approx e_m/\sigma_u$, но и от характера смещения (рандомизации) $e[r]$, от формы частотной характеристики предшествующего компаратору ФНЧ и от относительного периода дискретизации $d = \Delta f_{0,7} T_d$.

Рассмотрим вначале случай, когда $e[r]$ можно считать независимыми отсчетами случайной величины с равномерным в пределах $\pm e_m$ распределением. Такое допущение, в частности, справедливо, если период рандомизации (период ПСП, генерируемой ГПСР рандомизации, см. рис. 1.11) значительно больше времени накопления T_n . При этом для независимых отсчетов гауссовского шума, соответствующих прямоугольному предшествующему ФНЧ и $d=0,5$, коэффициент энергетических потерь

$$\kappa_{r1} = e_m^2 / 4\sigma_u^2 [\Phi(e_m/\sigma_u) - 0,5]^2,$$

а для зависимых отсчетов, соответствующих однополосному фильтру,

$$10 \log \kappa_{r2} \approx (8,1 e_m/\sigma_u + 3,57) d + 0,4 \text{ дБ}. \quad (1.13)$$

Формула для κ_{r1} получена аналитически [31], а для κ_{r2} — эмпирически по результатам статистического имитационного моделирования. Формула (1.13) дает погрешность определения κ_r не более $\pm 0,15$ дБ при значениях $d \in [0,05; 0,25]$ и $e_m/\sigma_u \in [0,5; 1,5]$.

Рассмотрим теперь случай, когда период рандомизации равен или в целое число раз меньше времени накопления T_n . В этом случае «рандомизирующие» свойства напряжения смещения исчезают, хотя линеаризация характеристики АЦП происходит. Коэффициент энергетических потерь при этом в случае независимых отсчетов описывается формулой

$$\begin{aligned} \kappa_{r3} = \frac{e_m}{\sigma_u} \left[-\frac{e_m}{\sigma_u} \Phi^2\left(\frac{e_m}{\sigma_u}\right) + \Phi\left(\frac{e_m}{\sigma_u}\right) \left(\frac{e_m}{\sigma_u} - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp\left[-\frac{e_m^2}{2\sigma_u^2}\right] \right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{e_m^2}{2\sigma_u^2}\right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Phi\left(\frac{e_m}{\sigma_u} \sqrt{2}\right) - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \right] / \left(\Phi\left(\frac{e_m}{\sigma_u}\right) - \frac{1}{2} \right)^2. \end{aligned}$$

Сравнение коэффициентов энергетических потерь для случайного κ_{r1} и неслучайного κ_{r3} смещения показывает, что неслучайное смещение приводит к меньшим потерям. Например, при $e_m/\sigma_u = 0,6$ $\kappa_{r1} = 2,47$ дБ, $\kappa_{r3} = 2,1$ дБ; при $e_m/\sigma_u = 1,0$ $\kappa_{r1} = 3,32$ дБ, $\kappa_{r3} = 2,44$ дБ; при $e_m/\sigma_u = 1,4$ $\kappa_{r1} = 4,45$ дБ, $\kappa_{r3} = 2,94$ дБ.

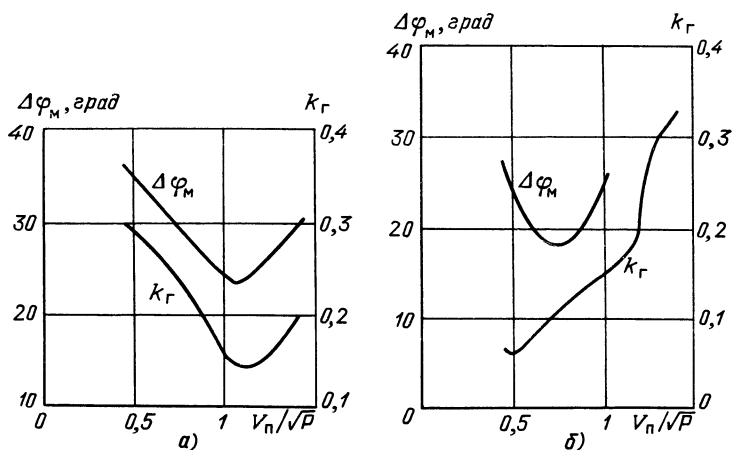


Рис. 1.29. Коэффициент гармоник k_r и максимальные фазовые искажения $\Delta\varphi_m$ при трех- и четырехуровневом квантовании гармонического сигнала без шума.

В случае детерминированного трех- и четырехуровневого квантования величины k_r и $\Delta\varphi_m$ будут максимальными, очевидно, при чистом сигнале ($s \rightarrow \infty$). Зависимости этих величин от параметра V_n/\sqrt{P} представлены на рис. 1.29, а и б для трех- и четырехуровневого квантования соответственно.

Рассмотрим теперь системы с цифровой сверткой ПСП. Простое бинарное квантование может привести к их полной неработоспособности. Действительно, положим, что частоты сигнала и помехи совпали с частотой опорных колебаний ω_0 . На векторной диаграмме (рис. 1.30) ПШС изображен с помощью двух возможных векторов (C_0, C_1), соответствующих двум возможным фазам сигнала φ_{c0} и $\varphi_{c0} + \pi$. Проекции векторов сигнала на оси абсцисс и ординат определяют соответственно квадратурные компоненты C_c и S_c . Если эти компоненты меньше соответствующих компонент помехи C_n и S_n , то результат бинарного квантования будет целиком определяться помехой и совсем не будет зависеть от сигнала. Это возможно в случае, если амплитуда помехи превышает амплитуду сигнала. При несовпадении частот сигнала и помехи полного подавления системы из-за бинарного квантования не произойдет, однако влияние достаточно интенсивной помехи может быть очень сильным, причем увеличение базы сигнала не будет приводить к улучшению помехоустойчивости [51]. Следовательно, при цифровой свертке ПСП и возможности негауссовских помех необходимо использование рандомизированного бинарного или многоуровневого квантования. Однако при наличии лишь гауссовских помех детерминированное бинарное квантование можно применять и при цифровой свертке ПСП.

Для этого случая на рис. 1.31, а приведены значения коэффициента энергетических потерь χ в децибеллах для идеального прямоугольного фильтра (кривая I) и для однополосного фильтра (кривая II) в зависимости от отношения частоты дискретизации к тактовой частоте ПСП (при расчетах дискретизация полагалась асинхронной). Для каждого отношения f_n/f_T величина $d = \Delta f_{0,7} T_d$ полагалась оптимальной.

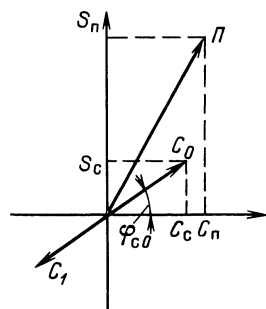


Рис. 1.30. Образование квадратурных компонент гармонического сигнала и помехи

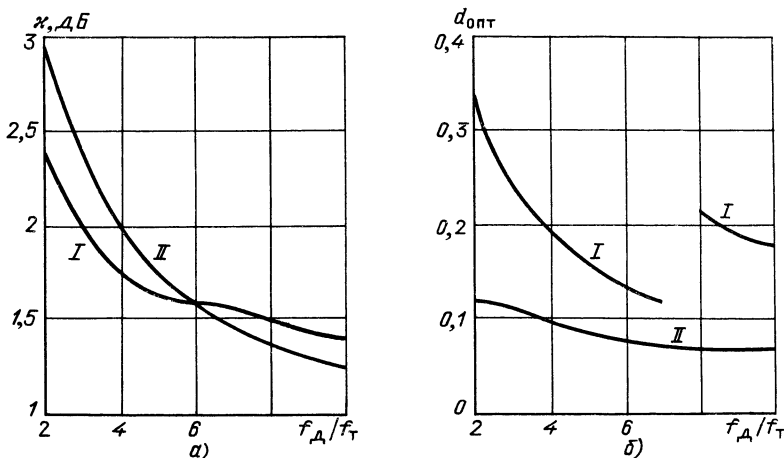


Рис. 1.31. Энергетические потери (а) и оптимальные относительные полосы (б) при бинарном квантовании ПШС для прямоугольного (I) и однополосного (II) предшествующих фильтров

Ее можно определить с помощью графиков рис. 1.31, б. Зависимость $d_{\text{опт}}(f_d/f_T)$ для однополосного фильтра (кривая II) монотонная, тогда как для прямоугольного фильтра (кривая I) — с разрывом.

1.4.2. Прием сигнала на фоне станционных помех

Рассмотрим выбор необходимого числа уровней равномерного квантования $2N_{p.k}$ и коэффициента усиления аналоговой части ЦРПС K_a при заданном шаге квантования Δu в декаметровом приемнике [49], см. пример 1.5. Необходимо обеспечить прием минимального сигнала данной станции (предельную чувствительность) при наличии в соседнем канале в D раз более мощного мешающего сигнала (станционной помехи). Максимально допустимая величина D называется динамическим диапазоном по соседнему каналу. Аналоговый фильтр основной селекции с высоким коэффициентом прямоугольности, с шириной полосы, приблизительно равной ширине спектра принимаемого сигнала Δf_c , может теоретически сколь угодно сильно подавить помеху по соседнему каналу. Качество приема в этом случае определяется отношением мощности сигнала к мощности собственных шумов на выходе фильтра, равных $N_0 K_a^2 \Delta f_c$, где N_0 — односторонняя спектральная плотность белого шума на выходе антенны. Так обстоит дело в аналоговых приемниках.

В ЦРПС перед ЦФОС ставят АЦП, что приводит к появлению шумов квантования с практически равномерным спектром со спектральной плотностью $N_k = \Delta u^2 / 6f_d$. Эти шумы аддитивно складываются с усиленными аналоговым трактом собственными шумами, образуя на входе ЦФОС суммарный шум со спектральной плотностью $N_\Sigma = K_a^2 N_0 + N_k$. Количественно это явление можно характеризовать коэффициентом энергетических потерь

$$\kappa = N_\Sigma / K_a^2 N_0 = 1 + N_k / K_a^2 N_0, \quad (1.14)$$

показывающим, как и раньше, необходимое увеличение мощности сигнала на входе ЦРПС по сравнению с идеальной аналоговой для обеспечения одинакового качества приема.

При достаточно широкой полосе преселектора $\Delta F_{\text{пс}} \geq 20$ кГц в [49] рекомендуется выбирать K_a из условия превышения среднеквадратическим значением собственного шума на входе АЦП $\sqrt{K_a^2 N_0 \Delta F_{\text{пс}}}$ шага квантования Δu , откуда

$$K_a \geq \Delta u / \sqrt{N_0 \Delta F_{\text{пс}}} . \quad (1.15)$$

Число уровней квантования $2N_{\text{р.к}}$ определяется отношением удвоенной амплитуды помехи по соседнему каналу (которая намного больше полезного сигнала) к шагу квантования Δu . Выразив эту амплитуду через динамический диапазон по соседнему каналу D и предельную чувствительность приемника $\sqrt{N_0 \Delta f_c}$, определяемую для телеграфных сигналов, получаем

$$2N_{\text{р.к}} \geq 2D \sqrt{\Delta f_c / \Delta F_{\text{пс}}} . \quad (1.16)$$

С помощью (1.15) можно преобразовать (1.14) к виду

$$\kappa \leq 1 + \Delta F_{\text{пс}} / 6f_d . \quad (1.17)$$

Так как $f_d \geq 2\Delta F_{\text{пс}}$, то выполнение условий (1.15) и (1.16) обеспечивает малые энергетические потери, не превышающие 0,35 дБ.

В [49] приведены формулы для расчета K_a и $2N_{\text{р.к}}$ и для случаев $\Delta F_{\text{пс}} < 20$ кГц. Анализ этих формул показывает, что необходимое значение $2N_{\text{р.к}}$ может колебаться от нескольких сотен до десятков тысяч, чему соответствует число разрядов АЦП от 8 до 16.

2. Элементная база

Отечественная электронная промышленность выпускает большую номенклатуру цифровых и аналоговых микросхем, ставших основной элементной базой современных ЦРПС. Наряду с микросхемами в настоящее время применяют в ЦРПС и дискретные элементы (диоды, транзисторы, резисторы, конденсаторы), в основном при обработке аналоговых сигналов на достаточно высоких входных частотах и при создании цифро-аналоговых устройств наносекундной техники.

Схемотехника интегральных схем (ИС), нагрузочная способность, быстродействие, вопросы согласования цепей, помехоустойчивость, условия эксплуатации, рекомендации по монтажу нашли отражение в [12, 33, 36, 41, 42, 66], поэтому здесь на этом подробно останавливаться не будем, дадим только общую характеристику применяемых в настоящее время серий. Среди биполярных ИС наибольший интерес представляют серии транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ), транзисторно-транзисторной логики с диодами Шотки (ТТЛШ). Появление цифровых комбинентарных со структурой металл-окисел-полупроводник (КМОП) ИС позволило получить относительно высокое быстродействие при малой потребляемой мощности и широком диапазоне питающих напряжений.

Сравнительные характеристики отечественных серий цифровых ИС приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Серия	Тип логики	Напряжение логических уровней, В		Время задержки распространения при включении, нс	$f_{\text{макс}}$, МГц
		0, не более	1, не менее		
133	ТТЛ	0,4	2,4	15 ... 22	10
533	ТТЛШ	0,5	2,7	10	12
K155	ТТЛ	0,4	2,4	15 ... 22	10
K555	ТТЛШ	0,5	2,7	10	12
130	ТТЛ	0,35	2,4	10	15
530	ТТЛШ	0,5	2,7	4,5 ... 5	50
K531	ТТЛШ	0,5	2,7	4,5 ... 5	50
134	ТТЛ	0,3	2,4	100	5
734	ТТЛ	0,3	2,4	100	5

Серия	Тип логики	Напряжение логических уровней, В		Время задержки распространения при включении, нс	$f_{\text{макс}}$, МГц
		0, не более	1, не менее		
1531	ТТЛШ	0,5	2,4	3,5 ... 5,5	55
1533, K1533	ТТЛШ	0,5	2,4	14	15
100	ЭСЛ	—1,65	—0,96	2 ... 3	200
K500	ЭСЛ	—1,65	—0,96	2 ... 3	200
K1500	ЭСЛ	—1,65	—0,96	0,3 ... 0,5	400
K564	КМОП	0,1	$u_{\text{н.п}} - 0,1^*$	100	5

* $u_{\text{н.п}}$ — напряжение источника питания

В таблице приведены параметры основных логических элементов. В последнем столбце приведены $f_{\text{макс}}$ — максимальные частоты переключения триггера.

Цель данной главы — дать рекомендации по выбору ИС при проектировании основных узлов ЦРПС. К основным узлам ЦРПС здесь отнесены: устройства, осуществляющие операции перехода от аналогового сигнала к его цифровому представлению (УВХ, АЦП, компараторы); устройства, осуществляющие переход от цифрового представления сигнала к аналоговому (ЦАП), устройства цифровой обработки сигнала (делители с переменным коэффициентом деления (ДПКД), сумматоры, накапливающие сумматоры, запоминающие устройства, быстродействующие микропроцессорные комплекты).

2.1. УСТРОЙСТВА ВЫБОРКИ И ХРАНЕНИЯ (УВХ)

Эти устройства обеспечивают выборку мгновенного значения входного сигнала и хранение его заданное время с требуемой точностью. В качестве запоминающего элемента в них используется конденсатор. Чаще всего УВХ используют для уменьшения динамической погрешности в АЦП, а также в качестве импульсно-фазовых детекторов (ИФД) в следящих системах. УВХ осуществляют дискретизацию входного процесса, т. е. переход от непрерывного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ к дискретному $u_{\text{вх}}(t_r)$, где $r = 1, 2, \dots$ [62]. Переход обеспечивается работой схемы в двух режимах (выборки и хранения).

Параметры УВХ в режиме выборки

Время выборки $t_{\text{в}}$ — минимальная длительность управляющего сигнала в режиме выборки, при котором погрешность, вызванная переходным процессом в цепи запоминающего конденсатора, не превышает заданной при поочередной выборке минимального и максимального значений входного сигнала. Напряжение смещения — выходное напряжение при выборке нулевого входного сигнала.

Время установления выходного напряжения $t_{\text{уст}}$ — максимальное время, необходимое для установления выходного напряжения с заданной точностью при воздействии на входе перепада напряжения.

Параметры УВХ в режиме хранения

Время хранения $t_{\text{х}}$ — время, в течение которого выбранное значение входного напряжения хранится с заданной точностью.

Скорость спада выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ — максимальная скорость разряда накопительного конденсатора. Спад выходного напряжения обусловлен токами утечки элементов УВХ.

Прямое прохождение — величина паразитного сигнала на выходе схемы, обусловленная наличием проходной емкости ключа.

Апертурное время $t_{\text{а}}$ — максимальное время от момента подачи команды на хранение до момента начала перехода схемы в данный режим.

Как правило, в УВХ входят: операционные усилители, выполняющие роль буферов между входом и запоминающим элементом; ключи, обеспечивающие

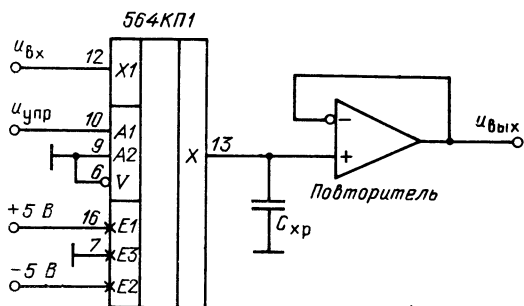


Рис. 2.1. Устройство выборки и хранения на ИС 564 КР1

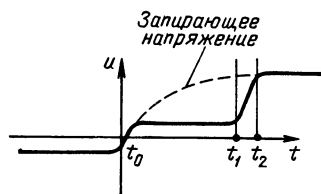


Рис. 2.2. Кривая напряжения при переходном процессе в диоде с накоплением заряда

переход схемы из режима выборки в режим хранения и наоборот; схемы управления ключами; запоминающие элементы (конденсаторы); схемы коррекции. При относительно невысоких требованиях к точности реализации коэффициента передачи U_{BX} в качестве такового можно использовать аналоговый коммутатор, например, 564КР1 или КР2, после которого включают повторитель с достаточно большим входным сопротивлением. При напряжении источника питания 10 В падение напряжения на открытом ключе не более 10 мВ, задержка распространения сигнала управления не более 400 нс для 564КР1 и не более 320 нс для 564КР2. Схема подобного U_{BX} приведена на рис. 2.1. На рисунке указаны номера выводов и их обозначения для ИС 564 КР1.

Создание U_{BX} с временем выборки от долей до единиц наносекунд в настоящее время возможно исключительно на дискретных элементах. В этом случае формирование импульсов выборки осуществляется с помощью диодов с накоплением заряда (ДНЗ), а в качестве быстродействующего ключа используют диоды с барьером Шотки [28, 50]. Отличительная особенность ДНЗ — резкое восстановление обратного сопротивления диода при его закрывании импульсом противоположной полярности после пропускания через него тока прямого направления. Типичная форма напряжения на выводах диода при переходе от режима прямого тока к закрыванию приведена на рис. 2.2 (сплошная кривая). До момента t_0 к диоду приложено прямое напряжение. В момент t_0 к диоду прикладывается обратное (запирающее) напряжение (штриховая кривая на рис. 2.2), на котором $t_1 - t_0$ — длительность процесса рассасывания неосновных носителей, $t_2 - t_1$ — длительность скачка напряжения. Свойством резкого восстановления обратного сопротивления обладают параметрические диоды, например 1А401 [50], умножительные диоды, например 2А609 [50].

В настоящее время у нас выпускают специализированные ДНЗ [50] типа 2Д524. Для лучших образцов ДНЗ время восстановления обратного сопротивления меньше 0,05 нс.

В диодах с барьером Шотки отсутствует эффект накопления неосновных носителей при пропускании через них прямого тока, в связи с чем они обладают очень малым временем переключения ($< 0,05$ нс).

Наиболее часто в качестве ключевых элементов U_{BX} используют смесительные диоды типа 3А110 и 3А111 [50].

Типичная схема сверхбыстродействующего U_{BX} приведена на рис. 2.3. В исходном состоянии ключ, выполненный на диодах Д1 — Д4, закрыт и открывается при подаче стробирующих импульсов. В отсутствие сигнала на входе ключа стробирующие импульсы противоположной полярности компенсируются на выходе. Диод Д5 — обостряющий, с помощью которого из импульса длительностью более 15 нс и фронтом больше 5...10 нс формируется импульс с фронтом порядка 0,05 нс. Индуктивный короткозамыкатель в виде скрученных проводов или полосковой линии дифференцирует быстрый перепад напряжения и формирует импульс длительностью 0,1...2 нс (длительность зависит от парамет-

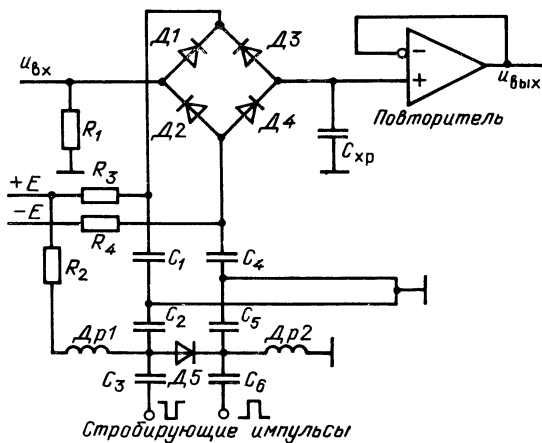


Рис. 2.3. Сверхбыстродействующее устройство выборки и хранения

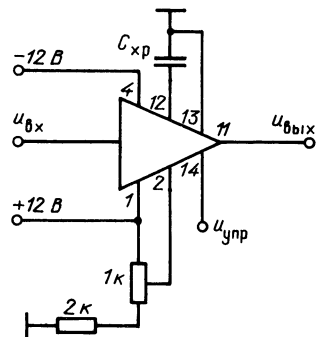


Рис. 2.4. Типовая схема включения устройства выборки и хранения на КР1100СК2

ров короткозамыкателя). Входной сигнал заряжает емкость C_{xp} в течение длительности стробующего импульса. После окончания его действия мост Д1—Д4 запирается и емкость C_{xp} начинает разряжаться через входное сопротивление повторителя. В качестве емкости C_{xp} часто используется только паразитная входная емкость повторителя и емкость монтажа. В качестве повторителя можно использовать операционный усилитель типа 544УД2 [2].

У нас в стране создана ИС УВХ типа КР1100СК2. В ее состав входят: входной и выходной усилители, аналоговые ключи, схемы управления ключами, стабилизатор напряжения [62]. Типовая схема включения КР1100СК2 приведена на рис. 2.4. При подаче напряжения более 1,5 В на вывод 14 УВХ переводится в режим выборки. Если этот сигнал ниже 1,5 В, то УВХ переходит в режим хранения. Микросхема КР1100СК2 обладает защитой от короткого замыкания по входу и выходу. Время выборки микросхемы t_b не более 10 мкс; апертурное время t_a не более 250 нс; скорость спада выходного напряжения в режиме хранения 5 мВ/мс; прямое прохождение сигнала при $f=1$ кГц, $u_{вх}=5$ В, $C_{xp}=10^4$ пФ не более 80 дБ.

В последние годы нашли применение так называемые интегрирующие УВХ [49], которые представляют собой последовательное соединение стробуемого перемножителя и интегратора со сбросом. Интегратор на основе операционного усилителя с емкостной обратной связью обладает памятью и сохраняет выходное напряжение при входном напряжении, равном нулю. Во время действия стробующего импульса прямоугольной формы обеспечивается равенство нулю напряжения на входе интегратора и сохранение его выходного напряжения на время, необходимое для работы АЦП. Сброс интегратора осуществляется в конце стробующего импульса.

2.2. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Аналого-цифровой преобразователь представляет собой устройство для преобразования изменяющейся во времени аналоговой величины в соответствующие значения числовых кодов. Преобразование осуществляется через определенный интервал времени T_d , определяемый необходимой частотой

дискретизации $f_d = T_d^{-1}$ входного аналогового сигнала в конкретной ЦРПС. Количественная связь между аналоговой величиной u и соответствующей ей цифровой величиной z , характеризующая алгоритм квантования, имеет вид $z = (u - \delta u) / \Delta u$, где Δu — шаг квантования, т. е. аналоговый эквивалент единицы младшего разряда (Ед. МР) кода; δu — погрешность преобразования на данном шаге.

Цифро-аналоговый преобразователь представляет собой устройство для декодирования входных величин, представленных числовыми кодами, в соответствующие им значения выходного напряжения или тока. Количественная связь между входной числовой величиной z и ее аналоговым эквивалентом u для ЦАП имеет вид $u(z) = \Delta u \cdot z + \delta u$, где Δu — аналоговый эквивалент Ед. МР, δu — погрешность преобразования. Преобразование в ЦАП должно заканчиваться за время, много меньшее интервала между сменами числовых кодов на входе ЦАП.

В любом из преобразователей можно выделить цифровую и аналоговую части: в цифровой осуществляются кодирование или декодирование, сравнение, сдвиг, счет и т. д., в аналоговой — операции сравнения, усиления, выборки и хранения и т. д. Элементы, используемые при построении преобразователей, также разделяются на цифровые и аналоговые. Электрические и эксплуатационные характеристики преобразователей во многом зависят от характеристик составных элементов преобразователей.

Важнейшие параметры, наиболее полно описывающие работу АЦП и ЦАП в статическом и динамическом режимах при воздействии внешних факторов, рассмотрены в [62, 28]. Перечислим их.

Число разрядов n — число разрядов кода, связанного с аналоговой величиной, которое может воспринимать ЦАП или вырабатывать АЦП.

Коэффициент преобразования $K_{пр}$ — отношение приращения выходного сигнала к приращению входного сигнала для линейной характеристики преобразования.

Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы $\Delta_{пр}$ — отклонение значения входного для АЦП и выходного для ЦАП напряжений (тока) от номинального значения, соответствующего конечной точке характеристики преобразования.

Напряжение смещения нуля на входе $\Delta u_{вх}$ — приведенное ко входу напряжение, характеризующее отклонение начала характеристики АЦП от заданного значения.

Напряжение смещения нуля на выходе $\Delta u_{вых}$ — постоянное напряжение, на выходе ЦАП при входном коде, соответствующем нулевому номинальному значению выходного напряжения.

Нелинейность АЦП и ЦАП δ — относительное отклонение действительной характеристики преобразования от идеализированной линейной зависимости. Нелинейность измеряется в процентах.

Дифференциальная нелинейность $\delta_{н.д}$ характеризует отклонение разности двух аналоговых сигналов, соответствующих соседним кодам, от значения шага квантования. Измеряется $\delta_{н.д}$ в процентах от значения диапазона входного (выходного) сигнала или в шагах квантования. Превышение $\delta_{н.д}$ значения одного шага квантования приводит к немонотонности характеристики преобразователя.

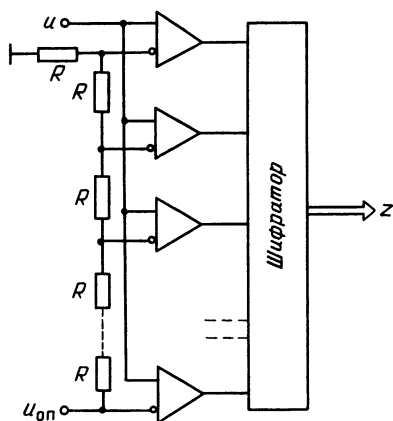
Время преобразования $t_{прб}$ — интервал времени от момента заданного изменения сигнала на входе АЦП до появления на его выходе соответствующего устойчивого кода.

Максимальная частота преобразования $f_{прб. макс}$ — наибольшая частота дискретизации, при которой заданные параметры соответствуют установленным нормам.

Время установления выходного напряжения или тока $t_{уст}$ — интервал времени от момента заданного изменения кода на входе ЦАП до момента, при котором выходное аналоговое напряжение или ток окончательно войдут в зону шириной в один шаг квантования или другой оговоренной величины.

По способу преобразования АЦП разделяют на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные.

В последовательных АЦП входной аналоговый сигнал уравнивается либо суммой эталонов, т. е. минимальных для данного преобразователя и равных



← Рис. 2.5. Параллельный АЦП

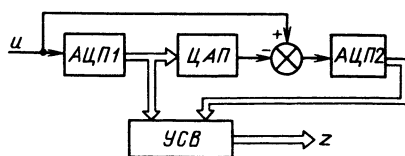


Рис. 2.6. Параллельно-последовательный АЦП (УСВ—устройство суммирования-вычитания)

друг другу мер (АЦП счета), либо набором из n эталонов, выработанных в преобразователе (где n —число разрядов АЦП) и взвешенных по двоичному закону (АЦП сравнения, использующие метод последовательного приближения). К последовательным АЦП счета относят преобразователи с накоплением, без промежуточного преобразования, с промежуточным преобразованием и интегрирующими [62, 67, 53].

В АЦП с промежуточным преобразованием чаще других используют преобразователи во временной интервал или частоту. В первом случае происходит последовательное преобразование входного сигнала во временной интервал и временного интервала в цифровой код. Во втором случае осуществляют последовательное преобразование входного сигнала в импульсы соответствующей частоты, которые затем подсчитывают счетчиком за определенный интервал времени.

Интегрирующие АЦП наиболее часто строят на основе метода двойного интегрирования. На первом такте интегрируют входной сигнал за фиксированное время, на втором—противоположный ему по знаку опорный сигнал. Окончание первого такта интегрирования является началом второго. В течение второго такта интегрирования ведут счет импульсов, который прекращают в момент равенства нулю сигнала на выходе интегратора. Число, зафиксированное счетчиком импульсов, пропорционально входному сигналу АЦП.

В параллельных АЦП преобразуемый входной сигнал подают сразу на входы $2^n - 1$ параллельно включенных компараторов, где n —число разрядов. На их другие входы подают опорные напряжения, создаваемые последовательным делителем входного опорного потенциала. Для получения цифрового кода сигналы с выходов компараторов обрабатывают в шифраторе (рис. 2.5).

На основе параллельных преобразователей можно построить параллельно-последовательный преобразователь [67] (рис. 2.6) увеличенной разрядности. Выходной код АЦП1 с помощью ЦАП преобразуют в аналоговый сигнал. На выходе вычитающего звена образуют разность между входным напряжением u и выходным напряжением ЦАП. Это разностное напряжение с помощью АЦП2 преобразуют в цифровой код. Устройство суммирования-вычитания с учетом знака разности формирует выходной код последовательно-параллельного АЦП.

В общем случае ЦАП можно разделить на преобразователи с прямым и с промежуточным преобразованием. ЦАП с прямым преобразованием делятся на последовательные и параллельные. Большинство микроселекционных ЦАП—параллельного типа. В основу их работы положено суммирование токов, соответствующих весам разрядов преобразователя.

В состав простейшей схемы параллельного ЦАП обычно входят: источник опорного напряжения, резистивные или активные делители, ключевые

элементы, операционные усилители. В качестве делителей в схеме ЦАП часто используют матрицы $R-2R$ и матрицы взвешенных резисторов. Вместо резистивных делителей в параллельных ЦАП могут быть использованы активные делители тока.

В ЦАП с промежуточным преобразованием входной код вначале преобразуют в промежуточную величину, представленную длительностью или частотой следования импульсов, а затем—в соответствующий выходной сигнал. На выходе преобразователя устанавливают ФНЧ, выделяющий постоянную составляющую напряжения, пропорциональную входному коду.

ЦАП могут быть построены для работы с различными видами входных цифровых кодов: двоичным (прямым и обратным), дополнительным (прямым и обратным), двоично-десятичным, Грея и др. Существуют ЦАП с выходом по току или по напряжению, с дискретным или непрерывным выходным сигналом, униполярные или работающие в режиме биполярного тока.

КМОП-технология позволяет создавать перемножающий ЦАП [62]. На вход опорного напряжения данного преобразователя можно подавать изменяющееся напряжение любой полярности. Если на этот вход подан аналоговый сигнал u , а на другой—цифровой z , то выходное напряжение (или ток) ЦАП окажется пропорциональным произведению uz . Вообще ЦАП, выполненный не только по КМОП-технологии, может работать как перемножающий, если его опорное напряжение переменное, однако лишь только для КМОП-структур можно использовать двухполярное напряжение и точность преобразования практически не зависит от опорного напряжения. Применение КМОП-ключей имеет как положительные стороны (отсутствие смещения нуля и тока управления), так и недостатки (большое сопротивление ключа и невысокое быстродействие).

Цифровая часть микроэлектронных АЦП и ЦАП выполняется, как правило, на основе отечественных серийно выпускаемых цифровых ИС, номенклатура которых достаточно широка. В настоящее время наибольший интерес представляют серии КМОП, ТТЛ, ТТЛШ, ЭСЛ.

Аналоговые элементы являются основной частью АЦП и ЦАП, поскольку они определяют такие характеристики преобразователей, как быстродействие и точность. Основные аналоговые элементы АЦП и ЦАП: операционные усилители, компараторы напряжения, УВХ, аналоговые ключи и коммутаторы, резистивные матрицы, источники опорного напряжения—подробно рассмотрены в соответствующей литературе [33, 43, 9, 62].

В настоящее время у нас в стране выпускают несколько типов полупроводниковых микросхем АЦП и ЦАП с достаточно широким диапазоном точностных и скоростных характеристик. По достигнутой степени интеграции современные полупроводниковые ИС АЦП и ЦАП относят к категории БИС. Здесь можно выделить серии К572, К594, К1107, К1108, К1113, К1118 [62, 75].

Микросхемы серии К572 выполнены по КМОП-технологии, обладают средним быстродействием. Серия состоит из универсального 10-разрядного ЦАП типа К572ПА1 (дифференциальная нелинейность для групп А—Г от $\pm 0,1$, до $\pm 0,8\%$, абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы ± 30 Ед. МР, время установления выходного тока не более 5 мкс, ток потребления не более 2 мА); универсального ЦАП типа К572ПА2 с двумя входными регистрами для хранения входной информации (дифференциальная нелинейность для групп А—В от $\pm 0,025$ до $\pm 0,1\%$, абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы не более ± 20 Ед. МР, время установления выходного тока не более 15 мкс, ток потребления не более 2 мА); многофункционального 12-разрядного АЦП последовательного приближения типа К572ПВ1 с микропроцессорной организацией управления и ввода-вывода данных (нелинейность для групп А—В от 0,05 до 0,2%, дифференциальная нелинейность 0,1...0,4%, абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы ± 127 Ед. МР, выходные напряжения ТТЛ уровня, входное напряжение 10 В, питание от двух источников 5...15 и 15 В, потребление не более 5 мА). Данная микросхема может работать также в режиме ЦАП.

Микросхема К594ПА1 представляет собой 12-разрядный параллельный ЦАП с суммированием токов и матрицей $R-2R$, выполнена по биполярной технологии и работает со стандартными входными уровнями ТТЛ и КМОП ИС. Обладает

средним быстродействием (дифференциальная нелинейность $\pm 0,012\%$, диапазон выходных токов 0,9...2,2 мА, входной ток высокого уровня не менее 0,25 мкА, входной ток низкого уровня не более 250 мкА, время установления выходного тока не более 3,5 мкс, потребление не более 25 мА).

Микросхемы серии К1107 выполнены по биполярной технологии, обладают высоким быстродействием. Полупроводниковая БИС 6-разрядного быстродействующего АЦП К1107 ПВ1 выполняет функцию параллельного преобразования входного напряжения, изменяющегося от $-2,0$ до 0 В, в один из видов выходного кода: двоичного (прямого или обратного) и с дополнением до двух (прямого или обратного). Функциональная схема БИС АЦП объединяет делитель опорного напряжения, 64 стробируемых компаратора, синхронизирующие буферные каскады, логические схемы дешифрации и управления, выходной буферный регистр (выходные напряжения с уровнями ТТЛ логики, напряжение смещения нуля на входе не более 0,075 В, нелинейность не более 0,5% и 0,5 Ед. МР, абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы не более 3,1 Ед. МР, дифференциальная нелинейность 0,5%, максимальная частота дискретизации не менее 20 МГц, ток потребления от источника -6 В не более 150 мА, от источника 5 В — не более 43 мА).

Микросхема К1107ПВ2—8-разрядный АЦП с частотой дискретизации до 20 МГц, К1107ПВ3—6-разрядный АЦП с частотой дискретизации до 100 МГц.

Микросхема К1118ПА1—8-разрядный ЦАП с максимальным временем установления выходного напряжения 20 нс. Входное число с уровнем ЭСЛ-логики. Питание—5,2 В, потребление 130 мА. Приращение выходного тока за счет младшего разряда 5 мА, сопротивление нагрузке 50...100 Ом. Микросхема 1108ПВ1—быстродействующий прецизионный 10-разрядный АЦП последовательного приближения [68]. Входное напряжение 0...3 В, выходной ток—уровень ТТЛ-логики (логический $0 \leq 0,4$ В, логическая $1 \geq 2,4$ В). Тактовый сигнал ЭСЛ-уровня с максимальной частотой 13 МГц. Время 10-разрядного преобразования 0,9 мкс, время 8-разрядного (укороченного) преобразования 0,75 мкс. Дифференциальная погрешность ± 3 Ед. МР. Напряжение смещения входного сигнала ± 10 мВ. Питание 5...5,2 В. Опорное напряжение 2,5 В.

2.3. ДЕЛИТЕЛИ С ПЕРЕМЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ДЕЛЕНИЯ

Почти все счетчики, входящие в состав той или иной серии, обеспечивают наращивание только на определенные значения модуля счета M . Так, 1331Е5, К1551Е5, 1331Е7, К1551Е7, К5311Е17, 5641Е10, К5001Е136 допускают счет по модулю 16^n , 1331Е6, К1551Е6, К5311Е16, 5641Е8, К5001Е137—по модулю 10^n , где n —целое число. На практике часто требуется реализовать счет по произвольному модулю L с помощью счетчика по модулю M ($L < M$), например при построении различных ЦСЧ. Для этих целей можно использовать счетчики по модулю M , дополненные соответствующими схемами управления в зависимости от выбранного способа счета. Наиболее часто для ЦСЧ при перестройке частоты с постоянным шагом требуются изменения модуля счета на ± 1 от предыдущего значения. Наибольшее распространение получили два способа счета по произвольному модулю с постоянным шагом [36]:

1. Работа счетчика по требуемому модулю начинается с начальной установки в нем состояния N . Конец счета определяется переполнением счетчика, идентифицируемого по сигналу переноса P . Обязательное требование, предъявляемое к счетчику,—наличие в нем цепей параллельной предустановки. Такому требованию удовлетворяют счетчики 1331Е6, К1551Е6, 1331Е7, К1551Е7, 5641Е11, 5641Е14, К5001Е136, К5001Е137 и др. В зависимости от схемы формирования сигнала управления предустановкой модуль счета может изменяться от N до $N+2$. Примеры выполнения программируемого делителя на ИС К1551Е7, 1331Е7, К1551Е6, 1331Е6 приведены на рис. 2.7.

2. Работа счетчика начинается с установки нулевого состояния. По достижении конечного состояния N , фиксируемого специальным дешифратором, производится

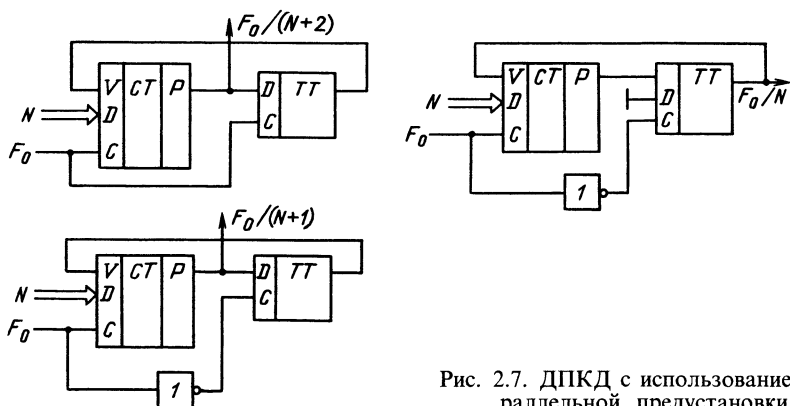


Рис. 2.7. ДПКД с использованием параллельной предустановки

вновь установка его в нулевое состояние. Отсюда обязательным условием является наличие в счетчике цепи установки в нуль и параллельного выхода, позволяющих дешифровать состояние N . Этим требованиям удовлетворяют практически все счетчики, входящие в состав различных серий. В качестве дешифратора состояния N удобно использовать схемы сравнения (цифровые компараторы), работа которых рассмотрена в § 2.6. Пример выполнения программируемого делителя вторым способом приведен на рис. 2.8.

В некоторых сериях есть специализированные ИС счетчиков с программируемым коэффициентом деления (K155ИЕ8, 564ИЕ15, 133ИЕ8).

Интегральная микросхема K155ИЕ8 — делитель частоты с переменным коэффициентом деления (рис. 2.9). Она содержит 6-разрядный двоичный счетчик, элементы совпадения, позволяющие выделять несовпадающие между собой импульсы — каждый второй, четвертый, восьмой и т. д., и элемент собирания, который позволяет подавать на выход часть или все выделенные импульсы, в результате чего средняя частота выходных импульсов может изменяться от $1/64$ до $63/64$ частоты входных импульсов. Следует отметить, что импульсная последовательность на выходе ИС неравномерная.

Схема K155ИЕ8 имеет следующие входы (см. рис. 2.9). Вход U — запрет счета, при подаче логической 1 счетчик не считает. Вход R — сброс, при подаче логической 1 триггеры счетчика устанавливаются в нулевое состояние. Вход C — вход тактовых импульсов отрицательной полярности, переключение триггеров счетчика происходит по спадам входных импульсов. Входы X_0 — X_5 позволяют управлять выдачей отрицательных выходных импульсов, совпадающих по времени с входными, на выход Z .

Выходная частота ИС K155ИЕ8

$$f_{\text{вых}} = \frac{F_0}{64} [2^5 X_5 + 2^4 X_4 + 2^3 X_3 + 2^2 X_2 + 2^1 X_1 + 2^0 X_0],$$

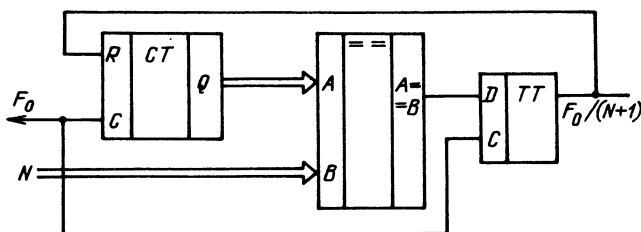


Рис. 2.8. ДПКД с использованием сброса счетчика в нулевое состояние

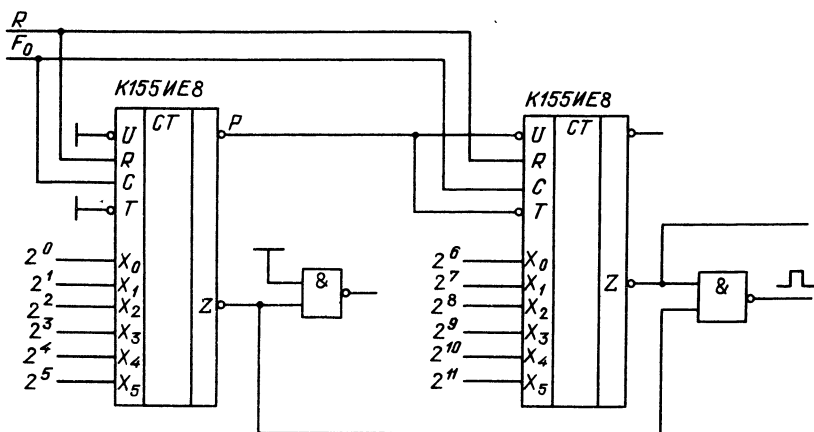


Рис. 2.9. ДПКД на ИС типа K155IE8; 133IE8

где $X_0—X_5$ —принимает значения соответственно 1 или 0 в зависимости от того, подан или нет уровень логической 1 на соответствующий вход.

На выходе P выделяется отрицательный импульс, фронт которого совпадает со спадом 63-го тактового импульса, спад—со спадом 64-го. Этот импульс можно использовать при каскадном соединении интегральных микросхем K155IE8. Вход T —вход стробирования, при подаче на него уровня логической 1 выдача импульсов по выходу Z прекращается.

На рис. 2.9 приведена схема соединения двух ИС K155IE8, позволяющая изменять коэффициент деления от 4096 до 4095/4096.

Максимальная частота счета ДПКД на ИС K155IE8, 133IE8—10 МГц.

Схема 564IE15 представляет собой ненаращиваемый ДПКД, коэффициент деления которого

$$N = M(1000P_1 + 100P_2 + 10P_3 + P_4) + P_5,$$

где $P_1—P_4$ —варьируемые коэффициенты, которые могут принимать значения в диапазоне 0...15; P_5 —остаток; M —коэффициент, называемый далее модулем, который может принимать значения 2, 4, 5, 8 и 10. Для заданного числа N можно в зависимости от модуля M найти различные представления коэффициентов $P_1—P_5$, в итоге представление числа N будет неоднозначным. Наиболее удобно для целей синтеза частот использование $M=10$. В этом случае коэффициенты $P_1—P_5$ —двоично-десятичные числа, диапазон изменения N : 3...9999.

Структурная схема ДПКД ИС 564IE15 приведена на рис. 2.10. Схема 564IE15 содержит пять счетчиков $P_1—P_5$ вычитающего типа, четыре стробируемых преобразователя 11 однофазного кода в паразитный код, дешифратор 7 конца цикла счета, формирователь 10 кода модуля, формирователь 8 сигнала предустановки счетчика, формирователь 9 выходного сигнала. Счетчики $P_2—P_4$ четырехразрядные. Они осуществляют счет по модулю 10. Счетчики P_1 и P_5 имеют переменную длину, которая задается модулем M . В зависимости от M происходит перераспределение разрядов в группе 6 на счетчик остатков P_5 и счетчик тысяч P_1 .

Формирователь конца счета фиксирует в счетчиках $P_1—P_5$ состояние 2, начиная с которого должна производиться последовательность операций по новой предустановке счетчика.

Для управления счетчиками используются сигналы: $Y_1—Y_4$ —код P_1 и P_5 (для $M=10$ только P_5); $Y_5—Y_8$ —коды P_4 ; $Y_9—Y_{12}$ —код P_3 ; $Y_{13}—Y_{16}$ —код P_2 ; $K_1—K_3$ —код выбора модуля M ; C —тактовые импульсы; L —установка режима (0—многократный счет, 1—однократный счет); Y —выходной сигнал.

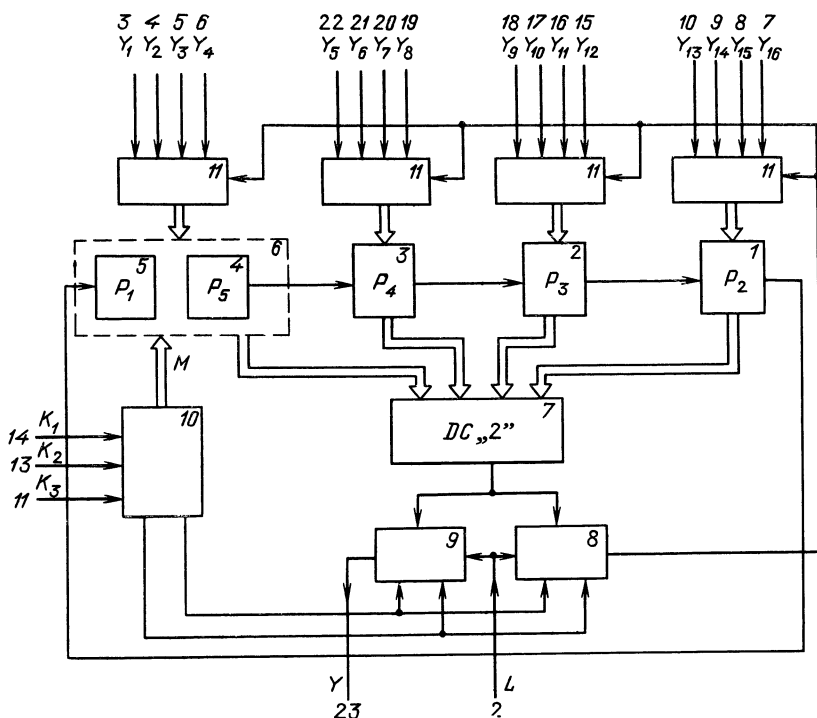


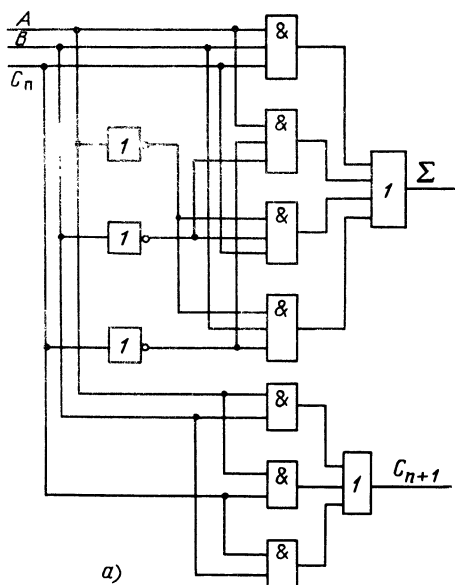
Рис. 2.10. ДПКД на ИС типа 564IE15

Режим многократного счета ($L=0$) основной. В этом режиме циклически повторяется следующая последовательность операций. При достижении в счетчике состояния 2, фиксируемого дешифратором $DC_{„2”}$, подготавливается сигнал предустановки, по которому с задержкой на два периода тактовой частоты в счетчик загружается новое значение N . Далее начинается последовательное считывание единиц из счетчиков $P_1—P_5$. При этом счетчик остатка P_5 из состояния 0 в указанном цикле всегда переходит в состояние $M-1$, т. е. счетчик после считывания остатка далее будет работать по модулю M . Счетчики $P_2—P_4$ после каждого своего обнуления будут переходить в состояние 9, т. е. будут считать по модулю 10. После достижения в счетчике состояние 0 на выходе Y формируется один импульс тактовой частоты.

При напряжении питания 10 В максимальная тактовая частота ИС 564IE15—3 МГц.

2.4. СУММАТОРЫ, АЛУ, СУП

Сумматоры—устройства, осуществляющие основную арифметическую операцию—суммирование чисел в двоичном коде. Простейший случай—суммирование двух одноразрядных чисел: $0+0=0$, $1+0=1$, $0+1=1$, $1+1=10$. В последнем случае выходное число 10 оказалось двоичным двухразрядным. Полный одноразрядный сумматор должен иметь вход для приема сигнала переноса C_n и выход для выдачи переноса C_{n+1} в более старшую одноразрядную секцию. Схема



Слагаемые			Сумма	
C_n	A	B	Σ	C_{n+1}
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

б)

Рис. 2.11. Одноразрядный полный сумматор: а — схема, б — таблица состояний

полного сумматора двух одноразрядных чисел приведена на рис. 2.11, а, а таблица его состояний на рис. 2.11, б.

Сумматор нетрудно сделать любой разрядности, однако суммирование будет закончено лишь тогда, когда истечет время распространения сигналов переноса через всю цепь одноразрядных сумматоров. Параллельные сумматоры обеспечивают наибольшую скорость суммирования, если снабжаются схемой ускоренного переноса (СУП). Часто ИС сумматора выполняют в виде четырехразрядной секции с формированием ускоренного переноса внутри секции и последовательным распространением переноса между секциями. Операция суммирования реализована и в арифметическо-логических устройствах (АЛУ), которые выпускают также в виде ИС с 4-разрядной организацией. К числу дополнительных операций, реализуемых в АЛУ, относятся преобразование операндов из прямого в инверсный код и наоборот, мультиплексирование операндов, выделение отдельных фрагментов во входных словах и др., всего по 16 логических и арифметическо-логических операций [66, 33, 36, 68]. Логические операции осуществляются поразрядно над каждой парой одноименных разрядов входных чисел. Вид операций задается кодом на входах микросхемы. Для получения максимального быстродействия в схеме АЛУ присутствует внутренняя СУП. Для организации ускоренного переноса между корпусами 4-разрядных АЛУ, объединенными в многоразрядную схему, в каждом корпусе АЛУ формируются специальные сигналы на выходах P и G . Эти выходы используются в СУП. Одна микросхема СУП позволяет обслуживать четыре микросхемы АЛУ, т. е. с ее помощью создается 16-разрядное АЛУ с ускоренным переносом. При необходимости иметь большую, чем 16, разрядность суммируемых чисел выход переноса от СУП первой 16-разрядной секции АЛУ подается на вход переноса следующей секции и т. д. На рис. 2.12 приведена схема формирования переноса в 16-разрядной секции АЛУ.

Время суммирования в многоразрядном сумматоре, образованном из четырехразрядных секций полного сумматора, составит

$$t_{\Sigma} = (m - 1) t_{\text{пер}} + t_p,$$

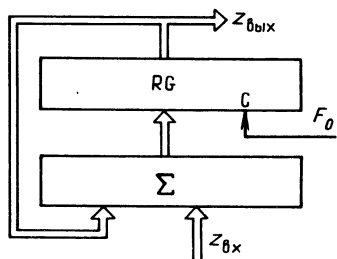


Рис. 2.13. Накопительный сумматор

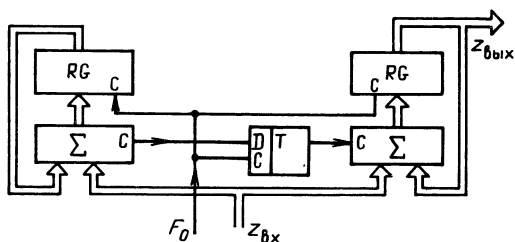


Рис. 2.14. Накопительный сумматор с пересинхронизацией промежуточного переноса

симальная тактовая частота НС с учетом данных табл. 2.2 и 2.3 и выражения (2.1) для 16-разрядного НС приведена в табл. 2.4.

Таблица 2.3

Элемент	Разрядность	$t_{\text{рег. нс}}$	Элемент	Разрядность	$t_{\text{рег. нс}}$
133ИР1	4	20	K531ИР11	4	8 ... 12
K155ИР1	4	20	K531ИР12	4	8 ... 12
533ИР16	4	20	564ИР9	4	300
K555ИР16	4	20	564ИР6	8	500
K155ИР13	8	20	100ИР141	4	2 ... 4
K555ИР13	8	20	K500ИР141	4	2 ... 4
533ИР13	8	20	K1500ИР141	8	1 ... 2

Таблица 2.4

Серия	$F_{0\text{макс. МГц}}$		Серия	$F_{0\text{макс. МГц}}$	
	Сумматор с последовательным переносом	АЛУ + СУП		Сумматор с последовательным переносом	АЛУ + СУП
133, 533	5	10	100	—	75 ... 80
K155, K555	5	10	K500	—	75 ... 80
K531	—	25	564	0,75	1

Для НС большей разрядности, чем 16, максимальные значения F_0 будут соответственно меньше.

При использовании НС в ЦСЧ часто используют не все разряды выходного числа НС, а только некоторые его старшие разряды. В этом случае можно существенно повышать быстродействие НС, используя схему пересинхронизации переноса между секциями сумматора (рис. 2.14). Для схемы на рис. 2.14 задержка распространения сигнала по цепи переноса в сумматоре после триггера не накапливается, а перенос на выходные разряды поступает на один период F_0^{-1} позже, чем без триггера.

2.6. СХЕМЫ СРАВНЕНИЯ (ЦИФРОВЫЕ КОМПАРАТОРЫ)

Цифровые компараторы предназначены для сравнения двух двоичных чисел A и B . Сравнение осуществляется путем формирования трех функций $F_{A<B}$, $F_{A=B}$ и $F_{A>B}$, принимающих значение логической 1 при выполнении соответственно

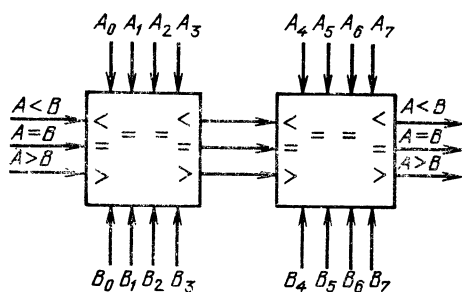


Рис. 2.15. Последовательно-параллельный цифровой компаратор

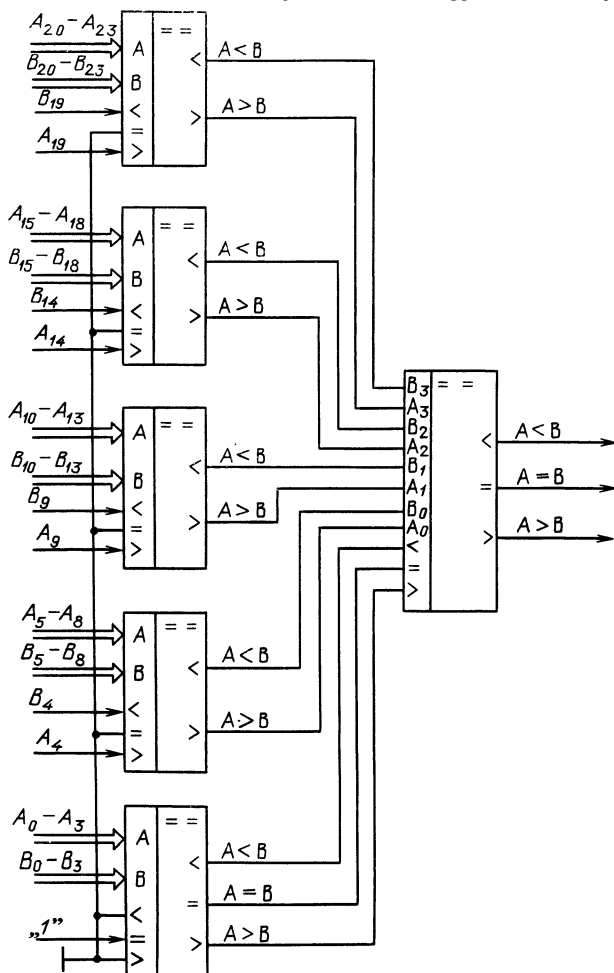
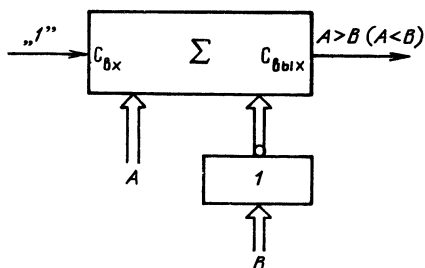


Рис. 2.16. 24-разрядный параллельный цифровой компаратор

Таблица 2.5

Тип ИС	$t_{зд}$, нс	Примечание
K531СП1	18	$u = 5(10) В$
564ИП2	900 (360)	
530СП1	18	
K555СП1	36	

Рис. 2.17. Реализация операции сравнения $A > B$ и $A < B$ на параллельном сумматоре

условий $A < B$, $A = B$ и $A > B$ и логического 0 в противном случае. Основные данные цифровых компараторов приведены в [33, 36, 66].

Микросхемы цифровых компараторов выпускают в виде 4-разрядных секций, допускающих расширение разрядности до любого необходимого значения. Нарастивание разрядности может быть как последовательным, так и параллельным [66]. При последовательном нарастивании выходы $A > B$, $A = B$, $A < B$ от схемы, анализирующей младшие разряды, следует присоединить к одноименным входам последующего каскада (рис. 2.15). При этом максимальная задержка цифрового компаратора с $4n$ разрядами $t_{зд} = t_1 + (n-1)t_2$, где t_1 — задержка распространения сигнала от входов A и B ; t_2 — задержка распространения сигнала от входов $A < B$ и $A = B$.

Для правильной работы многокаскадного компаратора на входы первой микросхемы $A > B$, $A < B$ и $A = B$ следует подать соответствующие напряжения, а именно для микросхем ТТЛ логики на входы $A < B$, $A > B$ необходимо подавать напряжения низкого уровня, а на вход $A = B$ — высокого. Для микросхем КМОП-логики на входы $A < B$ и $A > B$ необходимо подавать напряжение низкого уровня, а на вход $A = B$ — высокого.

На рис. 2.16 показана схема параллельного компаратора двух 24-разрядных чисел для микросхем ТТЛ-логики [66]. Младший (нижний по схеме) компаратор используют как 4-разрядный, четыре старших — как 5-разрядные (входы $A > B$ и $A < B$ служат пятой парой разрядных входов). На входе $A = B$ старших компараторов подано напряжение нулевого уровня. Таким способом и одиночную микросхему компаратора можно использовать как 5-разрядную. Очевидно, что за счет сокращения пути прохождения сигналов схема параллельного компаратора обладает меньшей задержкой.

Сравнительные характеристики цифровых компараторов различных серий приведены в табл. 2.5.

К сожалению, не все серии имеют в своем составе цифровые компараторы. В отдельных случаях операции вида $A > B$ и $A < B$ могут быть реализованы на ИС параллельных сумматоров и АЛУ с СУП. Для операции $A > B$ и $A < B$ необходимо на сумматорах или АЛУ выполнить операцию $A - B$. По состоянию переноса сумматоры принимают решение о превышении одного числа над другим (рис. 2.17). При $A > B$ сигнал переноса принимает значение логического 0, при $A < B$ — логической 1. В ИС АЛУ операция $A - B$ реализуется без использования дополнительных инверторов.

2.7. ОПЕРАТИВНЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (ОЗУ)

Развитие микроэлектроники позволило для построения запоминающих устройств применить полупроводниковые элементы (биполярные транзисторы и МОП-структуры). По характеру хранения информации ОЗУ можно разделить на два типа — статические и динамические.

Статическое ОЗУ представляет собой матрицу запоминающих элементов, каждый из которых может быть установлен в одном из двух устойчивых состояний. Таким элементом обычно является триггер.

Динамическое ОЗУ в качестве запоминающего элемента использует емкость затвора МОП-транзистора. Динамические ОЗУ обладают существенным недостатком — необходимостью периодически регенерировать содержимое памяти. В связи с этим наибольшее распространение получили статические ОЗУ. Почти в каждой серии есть ОЗУ той или иной организации и быстродействия. Сравнительные характеристики ОЗУ различных серий приведены в табл. 2.6.

Таблица 2.6

Серия	Организация	Тип логики	Задержка, нс	Питание, В
KP132PY3	1X1024	ТТЛ	80	+5
KP132PY4	1X1024	ТТЛ	110	
KP132PY5	1X4096	ТТЛ	100	
KP132PY6	1X16380	ТТЛ	120	
KP132PY8	4X1024	ТТЛ	100	
K155PY2	4X16	ТТЛ	70	+5
K155PY5	1X256	ТТЛ	70	
K155PY7	1X1024	ТТЛ	40	
K134PY6	1X1024	ТТЛ	400	+5
K530PY2	4X16	ТТЛШ	60	
K531PY8	4X16	ТТЛШ	35	
K531PY9	4X16	ТТЛШ	35	
K564PY2	1X256	МОП	~1000	
K537PY1	1X1024	МОП	1200	+5
K537PY2	1X4096	МОП	540	
K537PY6	1X4096	МОП	390	
K537PY9	8X2048	МОП	500	
100PY145	4X16	ЭСЛ	10	
100PY145	1X64	ЭСЛ	15	-5,2
100PY145	1X256	ЭСЛ	15	
100PY145	1X1024	ЭСЛ	20	
K500PY145	4X16	ЭСЛ	10	
K500PY148	1X64	ЭСЛ	15	-5,2
K500PY410	1X256	ЭСЛ	15	
K500PY415	1X1024	ЭСЛ	25	
K500PY470	1X4096	ЭСЛ	25	

2.8. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ПОСТОЯННЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (ППЗУ)

Такое устройство представляет собой большую ИС (БИС), запись информации (программирование) в которую производится потребителем и предназначено для хранения как системных, так и прикладных программ, а также для создания различных преобразователей кодов, нестандартных дешифраторов и т. д. Информация в ППЗУ сохраняется при отключении источника питания.

Наибольшее распространение получили ППЗУ с плавкими перемычками и репрограммируемые ПЗУ (РПЗУ) со стиранием информации ультрафиолетовым излучением. Первые допускают однократное программирование, имеют большую

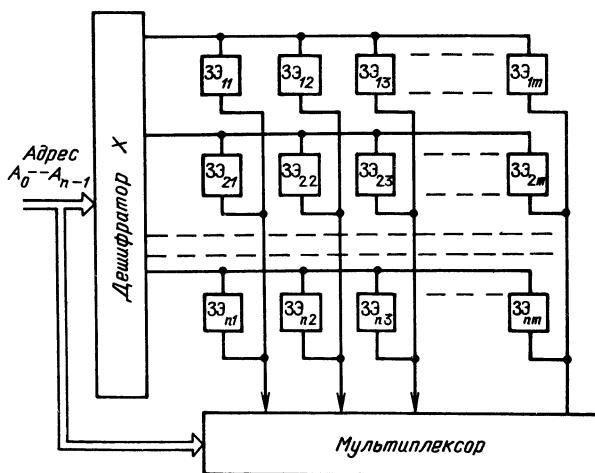


Рис. 2.18. Постоянное запоминающее устройство

потребляемую мощность, но зато и большее быстродействие, вторые имеют большую, чем первые, информационную емкость и, что особенно важно при отладке аппаратуры, возможность многократного программирования.

Структурные схемы всех постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) в первом приближении можно считать одинаковыми (рис. 2.18). Основа ПЗУ — запоминающие элементы (3Э), связанные горизонтальными и вертикальными шинами с дешифратором и мультиплексором. На дешифратор подается часть входного адреса (половина разрядов), остальные разряды адреса управляют мультиплексором. Для простоты на рис. 2.18 не показаны буферные усилители на входах и выходах микросхем ПЗУ, а также ряд других узлов БИС, не существенных для рассмотрения принципа ее работы.

В БИС ПЗУ с плавкими перемычками запоминающий элемент выполнен в виде матрицы транзисторов, в эмиттерные или коллекторные цепи которых включены тонкие (20...30 нм) нихромовые перемычки, благодаря которым БИС и приобретает способность программироваться. При подаче программирующего напряжения перемычка расплавляется, что соответствует записи бита информации. Продукты сгорания перемычки остаются в микросхеме и в некоторых случаях проводимость сгоревшей перемычки может восстановиться за счет оседания этих продуктов. Для уменьшения вероятности этого явления после программирования микросхема должна подвергаться электротермотренировке в течение 160 ч. Эта операция заключается в переборе адресов микросхемы при повышенном питании (около 6 В) и повышенной температуре (примерно 70° С). БИС ОЗУ с плавкими перемычками входят в состав серий К155, К500, 100, К556.

В БИС ПЗУ с ультрафиолетовым стиранием транзисторные структуры, входящие в матрицу запоминающих устройств, имеют затвор из поликристаллического кремния, расположенный в слое его окисла. Благодаря такой изоляции заряд, полученный затвором в результате программирования, даже по истечении 10 лет не уменьшается ниже 75% первоначального заряда, полученного при программировании [57]. Запись информации (заряд затвора) происходит в результате приложения между стоком и истоком выбранного адресом транзистора большого (около 30 В) отрицательного напряжения [22]. Этот заряд создает в канале электрическое поле, стремящееся открыть МОП-транзистор.

Процесс программирования РПЗУ состоит в подаче на адресные входы адресов ячеек, в которые необходимо занести информацию, установке на выходах микросхемы данных для программирования (в процессе программирования

выходы БИС ПЗУ являются входами) и подаче на специальный вход импульса управления программированием [22]. Например, для программирования микросхемы К573РФ1 необходимо повысить напряжение на входе \overline{CS}/WR (вывод 20) до 12 В, активируя этим блок программирования. Затем, устанавливая последовательно значения кода адреса на выводах А0—А9 и необходимые данные на выводах D0—D7, подавать импульсы программирования амплитудой 25 В на вход программирования \overline{PGM} (вывод 18). Для надежной записи информации в каждую ячейку необходимо подать не менее 50...100 импульсов длительностью 1 мс. Остальные микросхемы этой серии программируют импульсом с уровнем ТТЛ, подаваемым на вход \overline{PGM} . В зависимости от типа БИС для зарядки затворов одной ячейки достаточно 20...50 мс. Чтобы программирование произошло, на входе питания должно присутствовать напряжение 18...25 В.

Методика программирования ПЗУ с плавкими перемычками мало отличается от алгоритма записи информации в БИС РПЗУ. Разница лишь в том, что требуется более мощный источник программирующего напряжения и за один цикл может быть запрограммирован только один разряд ПЗУ.

Сравнительные характеристики БИС ППЗУ и РПЗУ приведены в табл. 2.7.

Таблица 2.7

Серия	Организация	Тип логики	Задержка	Питание, В
K155PE3	8X32	ТТЛ	45	+5
K556PT4	4X256	ТТЛШ	70	
K556PT5	8X512	ТТЛШ	70	
K556PT7	8X2048	ТТЛШ	80	
K500PE149	4X256	ЭСЛ	20	—5,2
K100PE149	4X256	ЭСЛ	20	
K573РФ1	8X1024	МОП	900	—5
K573РФ2	8X2048	МОП	900	+5
K573РФ4	8X8192	МОП	450	+12
K573РФ31	16X2047	МОП	500	
K573РФ32	8X4096	МОП	500	

2.9. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ УМНОЖИТЕЛИ

Наиболее часто умножители используют для построения быстродействующих процессоров цифровой обработки сигналов, реализующих преобразование Фурье, цифровую фильтрацию и т. д. Максимальным быстродействием обладают параллельные умножители.

В настоящее время выпускают специализированные микросхемы параллельных умножителей, входящих в микропроцессорный комплект серии КР1802 [87]. В этом комплекте параллельные умножители представлены тремя БИС: КР1802ВР3 — умножитель 8×8 разрядов, КР1802ВР4 — 12×12 разрядов, КР1802ВР5 — умножитель 16×16 разрядов. Нарастивание разрядности обрабатываемых сомножителей производится с помощью дополнительных схем сумматоров и умножителей. При этом для получения произведения двух N -разрядных слов необходимо K^2 БИС умножителей, где K — целое число, большее или равное $N/8$, $N/12$, $N/16$, соответственно для КР1802ВР3, КР1802ВР4, КР1802ВР5. Время умножения при этом увеличивается на время суммирования частичных произведений. Структурно эти три умножителя имеют много общего, поэтому рассмотрим работу микросхемы КР1802ВР3 — умножителя 8×8 разрядов, а также отличия КР1802ВР5 от КР1802ВР3.

Структурная схема умножителя КР1802ВР3 приведена на рис. 2.19. Микросхема содержит 8-разрядные регистры множимого X и множителя Y , блок

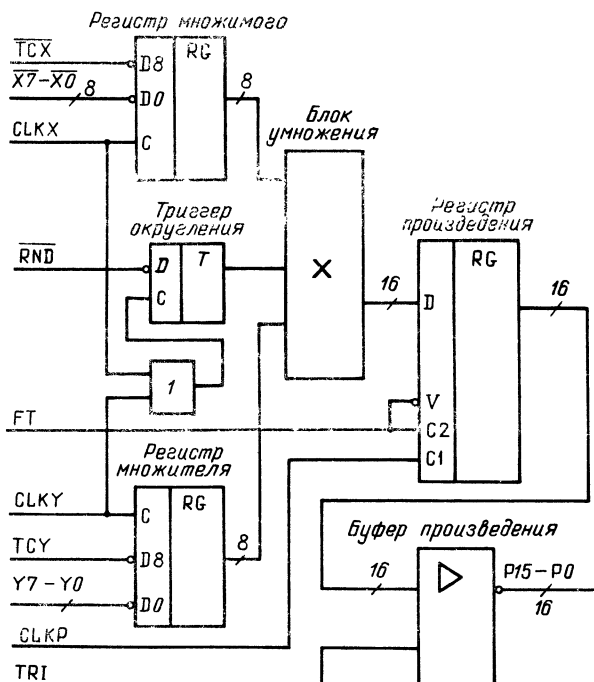


Рис. 2.19. Умножитель 8×8 разрядов КР1802ВР3

умножения, 16-разрядный регистр произведения и выходной буферный каскад. Выводы TCX и TCY позволяют выполнять умножение над числами со знаком, представленным дополнительным кодом, над числами без знака или смешанными и получать произведение в дополнительном коде. Если $TCX=0$, то сомножитель X является кодом и вычисляется по формуле $X = \sum_{n=0}^7 X_n \cdot 2^n$. Если $TCX=1$, то сомножитель X является числом со знаком в дополнительном коде и вычисляется по формуле $X = X_7 \cdot 2^7 + \sum_{n=0}^6 X_n \cdot 2^n$. Аналогично представляется и сомножитель Y . Если результат умножения отрицательный, то произведение P определяется по формуле $P = -P_{15} \cdot 2^{15} + \sum_{n=0}^{14} P_n \cdot 2^n$, если положительный, то по формуле $P = \sum_{n=0}^{15} P_n \cdot 2^n$. Вход округления PND используется для получения 8-разрядного произведения. В этом случае результат следует брать с разрядов $P14—P7$, а на вход PND подать сигнал низкого уровня. При высоком уровне на входе PND округление не производится. Входы $CLKX$, $CLKY$, $CLKP$ являются управляющими и служат для записи сомножителей и произведения в соответствующие регистры. При подаче низкого уровня на вход TRI выходы буфера произведения переводятся в третье состояние. Вход управления $FT=1$ блокирует D -триггер регистра произведения, который становится потенциальным, и информация со входов регистра постоянно проходит на выходы.

Отличие умножителя 12×12 разрядов (КР1802ВР4 от КР1802ВР3) заключается, во-первых, в увеличении разрядности сомножителей и произведения, во-вторых,

в отдельных сигналах управления записью произведения в регистры младшей части и старшей части произведения и, в-третьих, в отдельных сигналах управления буферами младшей и старшей частей произведения (по 12 разрядов).

В умножителе 16×16 разрядов (КР1802ВР5), так же как и в КР1802ВР4, регистр произведения и буферный каскад разделены на равные (младшие и старшие) части с отдельным управлением. Для сокращения числа выводов микросхемы отдельные выводы имеют только 16 старших разрядов произведения, 16 младших разрядов произведения гальванически соединены со входами сомножителя Y . Таким образом, для получения полного 32-разрядного произведения необходимо иметь источник сомножителя Y с тремя состояниями на выходе.

Питаются умножители КР1802ВР3, КР1802ВР4, КР1802ВР5 от источника +5 В, потребляют 270, 600 и 800 мА соответственно. Время цикла (период сигналов $CLKX$, $CLKY$, $CLKP$) для КР1802ВР3 не более 115 нс, для КР1802ВР4 не более 110 нс, для КР1802ВР5 не более 140 нс.

Параллельные умножители можно выполнить на микросхемах ППЗУ, РПЗУ. При этом на их адресные входы подаются сомножители, с выходов Q_i снимаются запрограммированные значения произведений. Разрядность сомножителей умножителей на ППЗУ, РПЗУ может быть и неодинаковой, только необходимо, чтобы сумма разрядов множителя и множимого была равна разрядности адресов ППЗУ, РПЗУ. Нарращивание разрядности умножителей производится так же, как и умножителей серии КР1802. Быстродействие таких умножителей соответствует быстродействию используемых ППЗУ, РПЗУ.

2.10. МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Микропроцессор — устройство обработки информации, состоящее из операционной и управляющей частей, которые могут быть дополнены ПЗУ, служащим для программирования. Таким образом, микропроцессор (МП) представляет собой универсальный электронный блок, функции которого заданы программированием. Типичная программа работы состоит из последовательности команд процессору, хранящихся в ПЗУ, которым оснащается МП. Обычно это программируемые ПЗУ (ППЗУ), легко осуществляющие перезапись, что позволяет относительно просто программными средствами обеспечивать использование МП в новых условиях применения.

Операционная часть МП обеспечивает логическую и арифметическую обработки информации (сложение, сдвиг вправо и влево, сравнение чисел и др.). Управляющая часть МП декодирует команды и формирует сигналы, необходимые для выполнения той или иной операции. Каждая команда представляет собой небольшую программу, состоящую из элементарных операций, последовательность которых называется микропрограммой. Очередность команд, в соответствии с которой работает управляющая часть МП, называется управляющей программой. Программа записывается в ПЗУ, в котором хранятся как микропрограммы, так и управляющие программы для решения конкретных задач. При оснащении МП средствами прерывания появляется возможность совмещать арифметические операции и операции ввода-вывода, что увеличивает быстродействие процессора.

Возможности, заложенные в МП, позволяют применять его во всех устройствах, где средствами цифровой техники можно обеспечить выполнение задач по заранее заданной программе. Сдерживающим фактором применения МП является недостаточное быстродействие для обработки относительно широкополосных сигналов в реальном масштабе времени. Быстродействие МП определяется типом МП, типом ПЗУ микрокоманд и структурой программного обеспечения.

Все микропроцессорные БИС можно разделить на три класса: однокристальные микроЭВМ, микропроцессорные комплекты на основе однокристальных МП, микропроцессорные комплекты на основе процессорных секций.

Однокристальные микроЭВМ содержат центральный процессор с фиксированной структурой и системой команд, ОЗУ с произвольной выборкой и ПЗУ.

В состав микропроцессорного комплекта (МПК) на основе однокристалльного МП входят: БИС МП, содержащая процессор с фиксированной структурой и системой команд; БИС ПЗУ; БИС интерфейса устройств ввода-вывода (УВВ); БИС контроллеров, генераторов, таймеров и т. д.

Секционированные МПК (СМПК) включают минимальное число совместимых друг с другом БИС различного функционального назначения (процессорные, интерфейсные, ПЗУ, ОЗУ и др.), с помощью которых можно реализовать структуры различной организации и разрядности, кратной 2, 4 и 8. Система команд выбирается разработчиком системы в соответствии с ее конкретным назначением. Использование СМПК наиболее эффективно в тех случаях, когда необходима максимальная производительность в устройствах обработки сигналов в реальном масштабе времени.

В табл. 2.8 приведены выпускаемые СМПК [12, 41, 42].

Таблица 2.8

Серия БИС МПК	Технология	Число БИС	Разрядность БИС ЦПЭ	Время цикла ЦПЭ, мкс	Питание, В
K587	КМОП	4	4	2	5
K588	КМОП	3	16	2	
K589	ТТЛШ	8	2	0,1	
KP1802	ТТЛШ	13	8	0,15	
KP1804	ТТЛШ	6	4	0,12	
K1800	ЭСЛ	8	4	0,04	—5,2; —2
KM1810	КМОП	5	16	0,12	5

Особенности построения МП рассмотрим на примере использования серии K589—микропроцессорного комплекта повышенного быстродействия [12, 41]. Отметим, что серии K589 и 585 отличаются только конструктивным оформлением.

В состав МПК K589 входят восемь интегральных схем: K589ИК02—центральный процессорный элемент (ЦПЭ); K589ИК03—схема ускоренного переноса (СУП); K589ИК01—блок микропрограммного управления (БМУ); K589ИК14—блок приоритетного прерывания (БПП); K589ХЛЧ—многофункциональное синхронизирующее устройство (МСУ); K589ИР12—многорежимный буферный регистр; K589АП16, K589АП26—шинные формирователи (без инверсии и с инверсией информации).

Структурная схема ЦПЭ K589ИК02 приведена на рис. 2.20. Он представляет собой 2-разрядную секцию узла обработки данных. Для построения законченного центрального процессора с длиной слова N необходимо соединить между собой $N/2$ элементов ЦПЭ. Соединенный в такой массив набор ЦПЭ выполняет логические и арифметические операции в дополнительных кодах, прибавление и вычитание единиц, сдвиг вправо на один разряд, проверку слова, части слова или одного разряда на нуль. Каждый ЦПЭ содержит схему формирования сигналов ускоренного переноса для совместной работы с СУП K589ИК03, имеет более 40 микроинструкций (вариантов операций) и одноканальную схему синхронизации.

Данные от внешних источников поступают в ЦПЭ по одной из трех входных шин (D , J , K). Данные от ЦПЭ передаются на внешние устройства по одной из двух выходных шин (A , D). Внутри ЦПЭ данные хранятся в одном из 11 регистров общего назначения (РОН) или в аккумуляторе АС. Данные от входных шин из регистров и аккумулятора поступают в АЛУ через два внутренних мультиплексора МА и МБ. Дополнительные входы и выходы служат для переноса, сдвигов и выбора микрокоманды. Раздельные входные шины обеспечивают относительно малую загрузку шин, что существенно повышает оперативность обмена и в итоге общее быстродействие МП. Перечень микроинструкций и их кодировка приведена в [12, 41].

Блок микропрограммного управления (БМУ) K589ИК01 предназначен для управления последовательностью выборки микрокоманд из ППЗУ и анализа

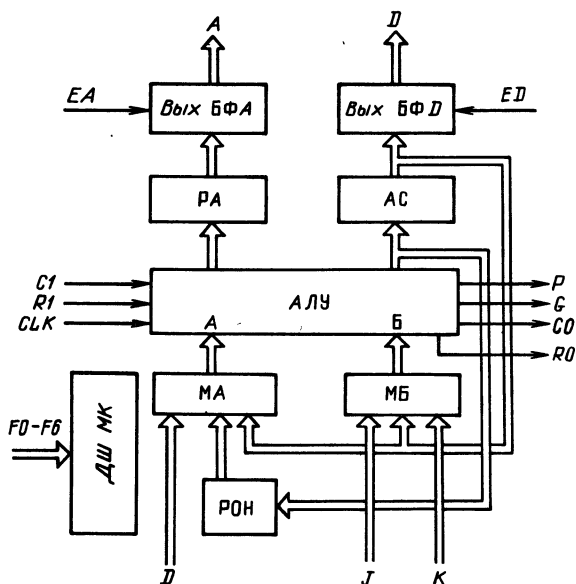


Рис. 2.20. Центральный процессорный элемент К589ИК02

МА, МБ—мультипликаторы; ДШ МК—дешифратор микрокоманд; РА—регистр адреса памяти; АС—регистр аккумулятора; БФА, БФД—выходные буферные усилители

сигналов переноса из ЦПЭ в схеме признаков для принятия решений о переходах в микропрограмме. БМУ (рис. 2.21) выполняет следующие операции: прием начального адреса микропрограмм по 8-разрядной шине; управление последовательностью выбора микрокоманд из ППЗУ; хранение и анализ 4-разрядного кода команды в регистре команд; выдачу трех разрядов регистра команд для адресации регистров в ЦПЭ; хранение двух признаков и условный переход по ним; управление прерываниями микропрограммного уровня; выдачу на вход ЦПЭ или других устройств значений признаков 1 и 0; непосредственную адресацию к ППЗУ; адресацию 512 микрокоманд с возможностью увеличения числа ячеек адресации с помощью дополнительных схем. В каждой микрокоманде указывается способ определения адреса следующей микрокоманды. В общем случае адрес следующей микрокоманды есть функция от кода команды $K0—K7$, кода текущего адреса микрокоманды $A0—A8$, кода управления переходом к следующему адресу $AC0—AC6$, кода регистра команд $PK0—PK3$ и содержимого триггеров F, C, Z . Логика условных и безусловных переходов подробно рассмотрена в [12, 41].

Блок приоритетного прерывания (БПП) К589ИК14 предназначен для использования в микропроцессорных системах, в которых режим обработки информации должен изменяться в зависимости от внешних программно-непредсказуемых событий. Основная функция БПП сводится к распознаванию этих внешних событий и выдаче управляющих сигналов в вычислительное устройство, которое при определенных условиях должно прекратить выполнение текущей программы и передать управление другой программе, специально предусмотренной для данного случая.

Многорежимный буферный регистр К589ИР12 является универсальным 8-разрядным регистром с выходами, имеющими три состояния.

Микросхемы шинного формирователя К589АП16 (рис. 2.22) и шинного формирователя с инверсией К589АП26 являются параллельными двунаправленными формирователями сигналов для управления магистралями (шинами) в циф-

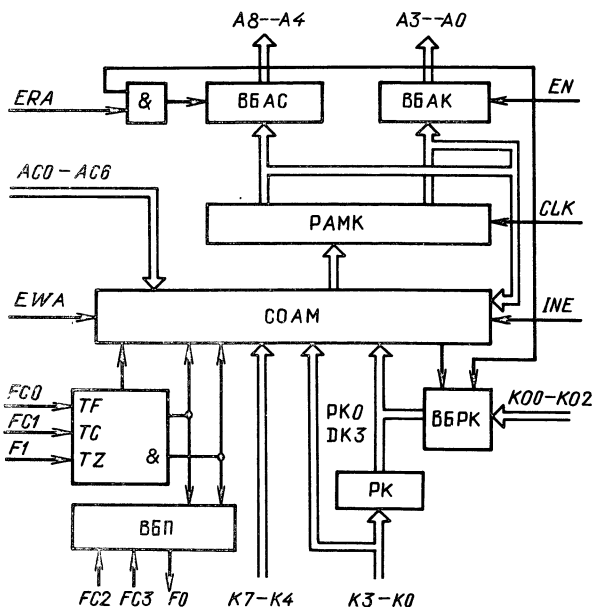


Рис. 2.21. Блок микропрограммного управления K589ИК01

РАМК — регистр адреса микрокоманд, СОАМ — схема определения адреса следующей микрокоманды; РК — регистр команд, ВБАС — выходной адрес буфера строки; ВБАК — выходной буфер адреса колонки, ВБРК — выходной буфер регистра команд; TF, TC, TZ — триггера (схема признаков); ВБП — выходной буфер признаков

ровых вычислительных устройствах и представляют собой 4-канальные коммутаторы, имеющие в каждом канале шину для приема информации, шину для выдачи информации и двунаправленную шину для приема и выдачи ее.

Многофункциональное синхронизирующее устройство (МСУ) K589ХЛ4 выполняет функции деления частоты с переменным коэффициентом деления, формирования дискретной задержки импульсов, переменной пачки импульсов и импульсов переменной длительности. Структурная схема МСУ приведена на рис. 2.23. Устройство представляет собой 4-разрядную секцию с возможностью наращивания числа разрядов до любого кратности 4. В состав МСУ входят следующие основные узлы: 4-разрядный двоичный счетчик, схема установки коэффициента пересчета (УКП), генератор одиночных импульсов (ГОИ), формирователи сигнала переноса (ФСП), пачки импульсов (ФПИ), длительности строба (ФС) и импульсов фиксированной длительности из импульсов начальной установки (ФД).

Рассмотрим работу МСУ, например, в режиме деления. На вход *EW* подается импульс начальной установки произвольной длительности, из которого ФД формирует сигнал фиксированной длительности, от которого ГОИ формирует одиночный импульс, привязанный к входной тактовой сетке. С выхода ГОИ одиночный импульс через схему ИЛИ поступает на вход УКП, от которого счетчик устанавливается в состояние, определяемое кодом на входах *D1—D4*. На вход счетчика через схему И и ИЛИ поступают импульсы тактовой частоты. Вход *V1* воспринимает сигнал разрешения счета в виде логической 1. Входы *C2, C3* служат для наращивания разрядности счетчика; для первой микросхемы многоразрядного счетчика на входы *C1, C2* надо подать логический 0.

Счетчик начинает вести отсчет импульсов от исходного состояния до состояния, когда все его разряды устанавливаются в единицу. С приходом

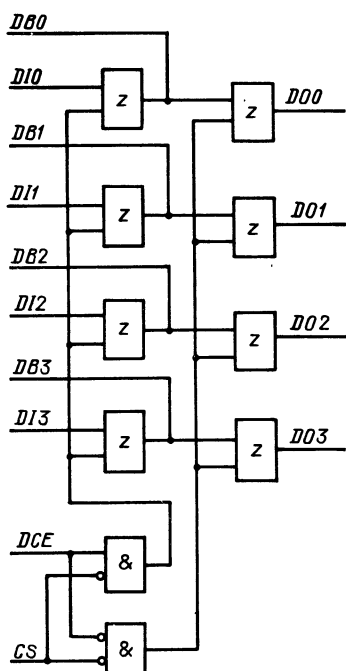


Рис. 2.22. Шинный формирователь K589АП16 (z — элемент с тремя состояниями на выходе)

входы БМУ $AC0—AC6$ в обход конвейерного регистра. При наличии конвейерного регистра проверку результатов выполнения арифметических и логических операций задерживают на одну микрокоманду и соответственно выполнение условных переходов также должно быть задержано на одну микрокоманду.

На рис. 2.24 приведена структурная схема, иллюстрирующая типовую конвейерную организацию 16-разрядного процессора. Здесь показаны все шесть магистралей ЦПЭ: магистраль адреса (магистраль А); выходная магистраль и др. Необходимая разрядность каждого слова управляющей памяти, т. е. каждой микрокоманды, определяется числом логических функций, задаваемых микрокомандой. Стандартная (постоянная) часть микрокоманды обычно требует, как минимум, 18 разрядов: семь — для управления последовательностью микрокоманд БМУ ($AC0—AC6$), четыре — для управления признаками БМУ ($FC0—FC3$) и семь — для задания микрофункции набора ЦПЭ ($F_0—F_6$). Почти в каждом процессоре необходимы дополнительные разряды для управления другими логическими функциями: управление главной памятью, вводом-выводом и др.

Возможность реализации требуемого алгоритма обработки информации на МПК в реальном масштабе времени определяется числом микрокоманд, выполняемых на периоде дискретизации входного процесса. Оно равно отношению тактовой частоты процессора к частоте дискретизации. В случае, если число реализуемых микрокоманд меньше требуемого, возможны компромиссные решения о выполнении части операций на аппаратной логике или о распараллеливании процессоров. В общем случае необходимо минимизировать число микрокоманд. Обычно для упрощения программирования в МП организуется список типовых команд: сложение, вычитание, деление, умножение и т. д. В табл. 2.9 представлены типовые микрокоманды процессора [12].

следующего импульса на выходе ФИ появляется импульс, который поступает на вход ИЛИ и вновь устанавливает счетчик в исходное состояние, заданное на $D1—D4$.

Код пересчета K_n , который необходимо подать на входы $D1—D4$ для получения необходимого коэффициента деления, определяется по формуле $K_n = 2^n - K_d$, где n — число разрядов счетчика; K_d — коэффициент деления устройства; K_n — десятичный эквивалент кода пересчета.

Разработку центрального процессора на МПК БИС серии K589 в общем виде необходимо осуществлять в несколько этапов: определение организации аппаратной части; определение списка команд процессора; создание микропрограмм, реализующих необходимый список команд.

Типовой процессор, выполненный на МПК серии K589, может содержать набор БИС ЦПЭ (K589ИК02) с СУП (K589ИК03), БМУ (K589ИК01) и управляющую память. Между БМУ и ЦПЭ для уменьшения времени задержки выполнения микрокоманд желательно включить конвейерный регистр, например K589ИР12. В этом качестве могут работать такие регистры из других серий с достаточным быстродействием, например K530ТМ8 или K530ТМ9. В случае наличия конвейерного регистра цикл выполнения текущей микрокоманды совмещают с циклом выборки последующей. Управляющие линии, задающие последовательность выполнения микрокоманд, подключают непосредственно с выходов памяти микропрограмм на

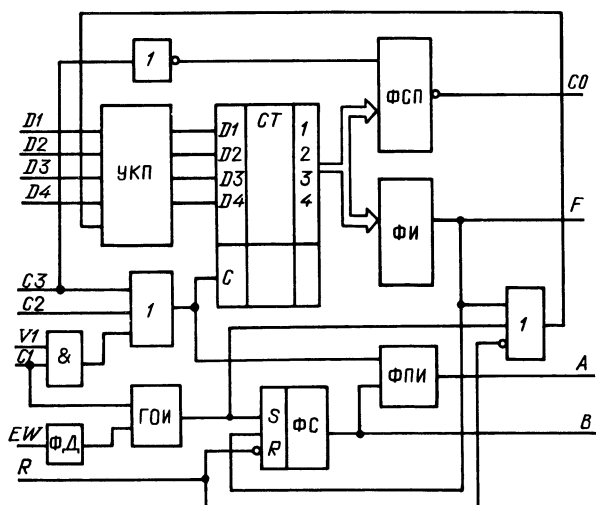


Рис. 2.23. Многофункциональное синхронизирующее устройство К589ХЛ4

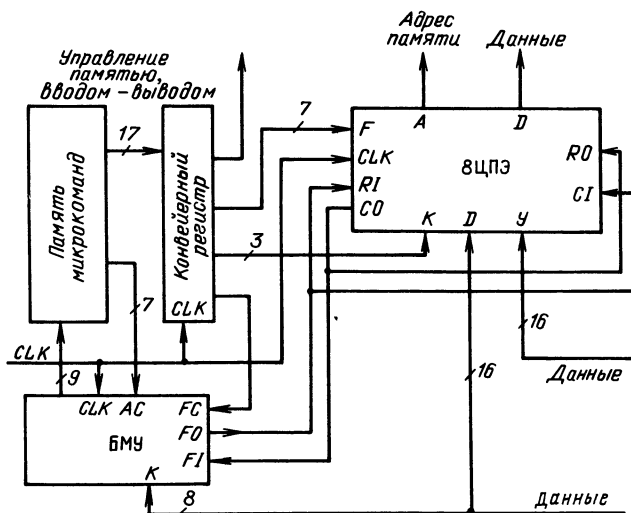


Рис. 2.24. Типовая конвейерная организация 16-разрядного процессора

Эти типовые команды включают в себя дополнительные проверки, которые можно часто исключить. Поясним это на примере типовой команды **СЛОЖЕНИЕ**. Эта команда включает в себя [12] операцию проверки знака прибавляемого числа (три микрокоманды), проверки знака слагаемого (пять микрокоманд), саму операцию сложения (одна микрокоманда), проверку переполнения (четыре варианта по три микрокоманды). При выборе разрядности МП, исключающей переполнения при выполнении операций, можно оставить только одну операцию суммирования. При таком подходе, исключающем использование типовых

Таблица 2.9

Код команды	Функция	Число микрокоманд	Код команды	Функция	Число микрокоманд
2	Сложение	20	6	Возврат	5
3	Вычитание	21	7	Переход	7
4	Деление	35	8	Сдвиг влево	3
5	Умножение	34	9	Сдвиг вправо	2

макрокоманд, разработка микропрограмм возможна только с помощью «ручного» ассемблера.

Значительно сократить время выполнения программы можно в том случае, если все операции с входной выборкой можно осуществить только при использовании внутренних РОН ЦПЭ. В этом случае экономится время на обменных операциях.

Для определения максимального значения тактовой частоты процессора необходимо рассчитать длительность цикла выполнения микрокоманды для наиболее критичных путей прохождения информации (среди них пути выполнения операций в ЦПЭ и условных переходов в БМУ). В [12] достаточно подробно анализируются временные зависимости для расчета цикла микрокоманд.

Микропроцессорный комплект серии КР1802 включает в себя 13 БИС [87], представляющие собой 8- и (или) 16-разрядные секционные микросхемы для построения ЭВМ и устройств радиоэлектронной аппаратуры, включая и аппаратуру цифровой обработки сигналов. Серия КР1802 имеет большой набор функциональных расширителей (умножителей, делителей, сдвигателей), многоадресных регистров общего и специального назначения, коммутационных устройств.

Основные особенности комплекта КР1802—возможность неограниченного наращивания разрядности; микропрограммируемость; возможность эмуляции произвольной системы команд; гибкая архитектура и большой выбор микросхем; высокое быстродействие. В состав МПК КР1802 не входит БМУ. Для построения микропроцессора на основе МПК можно применить БМУ другой серии, например МПК серии К589—К589ИК01. Некоторые микросхемы серии КР1802 можно применять самостоятельно, например умножители КР1802ВР3, КР1802ВР4, КР1802ВР5, 4-разрядные 4-входовые секции сумматора-вычитателя КР1802ИМ1 и др. Для иллюстрации использования микросхем МПК КР1802 при построении микропроцессора рассмотрим работу микросхем КР1802ВС1 8-разрядной микропроцессорной секции и КР1802ИР1 двухадресного регистра общего назначения 16×4 бит.

БИС КР1802ВС1 представляет собой 8-разрядную наращиваемую секцию арифметического устройства (АУ), предназначенную для выполнения следующих операций: сложение и вычитание в дополнительном коде; логические операции конъюнкции, дизъюнкции, инверсии и сложение по модулю два; арифметические, логические и циклические сдвиги вправо и влево на один разряд. При выполнении этих операций можно осуществлять операции маскирования содержимым регистра расширения отдельных разрядов входных данных. По результату операции вырабатываются признаки равенства нулю результата, признак переполнения и выдвигаемые разряды АЛУ (выводы ZR и \bar{F} , OW) (в операциях сложения, вычитания и в операции сдвига влево). При соединении нескольких БИС КР1802ВС1 можно производить как последовательный, так и ускоренный перенос, операции обработки байтов, широкий набор операций сдвигов. При последовательном переносе выход переноса $C0$ младшей микросхемы соединяется со входом переноса $C1$ старшей микросхемы. Для реализации ускоренного переноса используются выходы G —генерация переноса и P —распространения переноса. В состав МПК серии КР1802 не входит СУП, и ее можно использовать из других серий, например К589ИК03 или аналогичную ей.

Структурная схема АУ КР1802ВС1 приведена на рис. 2.25.

Разряды микрокоманды $F0$ — $F3$ определяют операции АЛУ с данными, поступающими на вход (сложение, вычитание кодов и полей, логические

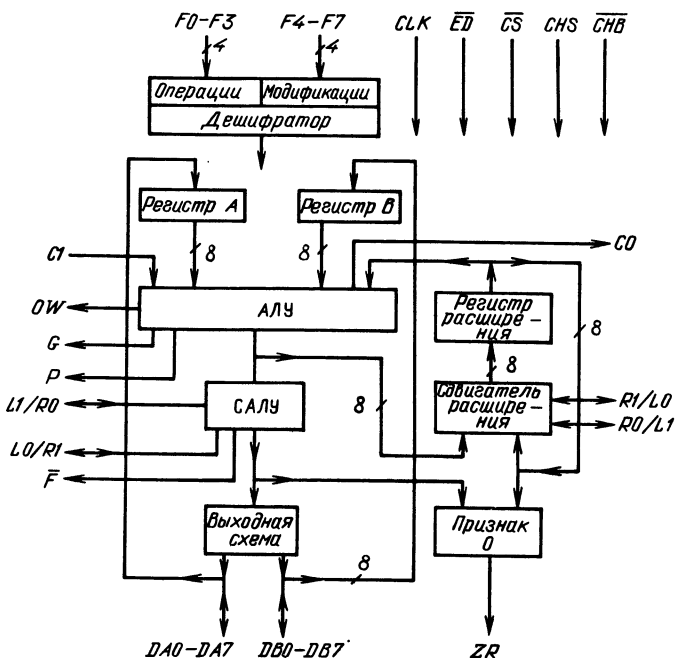


Рис. 2.25. Арифметическое устройство KP1802BC1 (САЛУ — схема сдвига результата АЛУ)

пересылки). Разряды микрокоманды $F4-F7$ определяют операции модификации АЛУ (выбор операндов на вход АЛУ, т.е. операция с регистром B или регистром расширения; разрешение операции маскирования; различные операции сдвигов). Подробное описание микрокоманд приведено в [87].

Двунаправленные шины $DA0-DA7$, $DB0-DB7$ с тремя устойчивыми состояниями используют для приема информации по каналам A и B и выдачи результата в эти каналы по сигналу $ED \cdot CS$. Регистры операндов A и B служат для буферизации информации, принятой по каналам A , B .

Регистр расширения используют для хранения маски и одного из операндов операции АЛУ и работы со словами двойной длины (CHB — вход управления инверсией старшего разряда, CHS — вход управления выборкой старшего кристалла при объединении). Двунаправленные цепи $L1/R0$ и $L0/R1$ обеспечивают циклическую работу схемы сдвига результата АЛУ; $R1/L0$, $R0/L1$ — сдвигателя расширения.

Пример объединения двух микросхем KP1802BC1 приведен на рис. 2.26.

БИС KP1802IP1 — двухадресная память общего назначения (рис. 2.27). Она имеет два 4-разрядных канала для приема и выдачи любого из 16 слов, матрицу памяти 16×4 бит, вмещающую 16×4 -разрядных регистров, два дешифратора выбора необходимого регистра соответственно по каналам A и B восьми усилителей считывания с тремя состояниями на выходе и восьми усилителей записи. Разрешением обмена информацией матрицы с каналами A и B управляют входы ECA и ECB . При логическом 0 на входах ECA , ECB разрешен обмен информацией с каналами A и B соответственно.

Входы RA , RB определяют режим считывания информации из матрицы по каналам A или B . При логическом 0 на входах RA , RB разрешено считывание

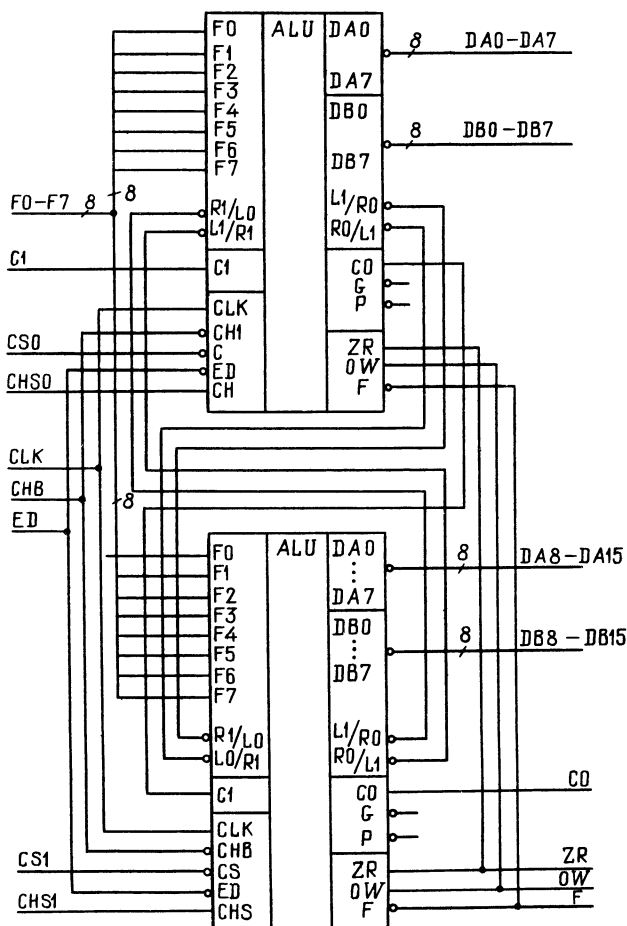


Рис. 2.26. Пример объединения двух КР1802BC1

информации. Входы WA , WB определяют режим записи информации в матрицу. При логическом 0 на входе WA запись разрешена в канал A , при этом на входе RA должна быть логическая 1; аналогично осуществляется управление записью и по каналу B . Запись и считывание по каналам A и B можно вести независимо друг от друга. При одновременной записи и по каналу A , и по каналу B при одном и том же адресе для обоих каналов результат не определен.

На рис. 2.28 приведена структурная схема 16-разрядного процессора: АУ содержит две микросхемы КР1802BC1, РОН — четыре микросхемы КР1802ИР1, БМУ — К589ИК01, память микрокоманд может быть выполнена на ППЗУ 556РТ4 или 556РТ5. Мультиплексор коммутирует признаки F , OW , ZR на вход FI БМУ, выход F_0 БМУ подан на вход $C1$ ЦПЭ.

Обмен входными и выходными данными АУ необходимо осуществлять с помощью двунаправленных шинных формирователей, например К589АП16. Сигнал переписи выходных данных во внешний регистр памяти формируется с помощью каскада совпадения.

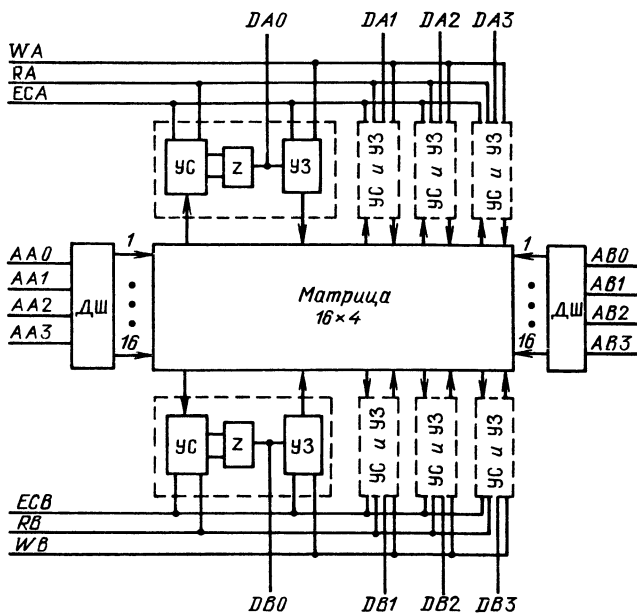


Рис. 2.27. Регистр общего назначения КР1802ИР1 (ДШ — дешифратор; УС, УЗ — усилители считывания и записи)

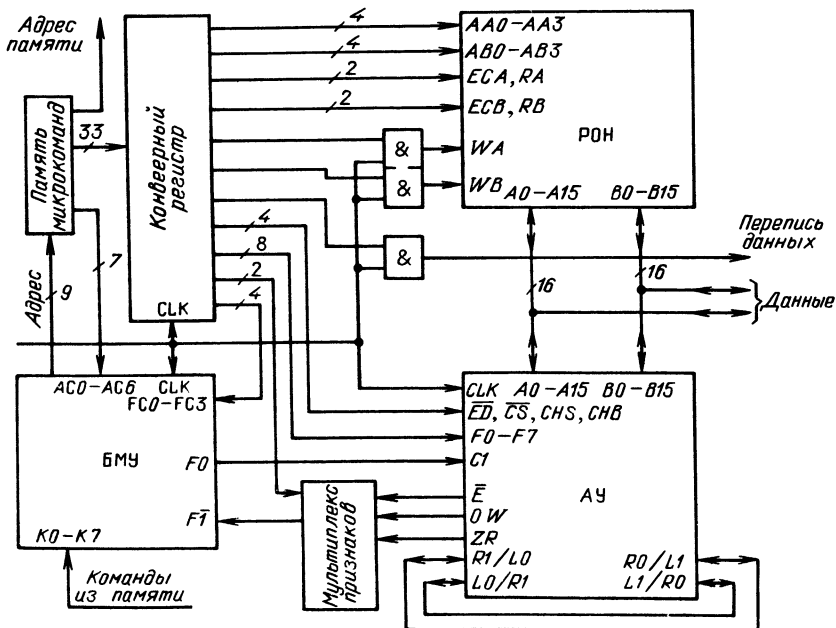


Рис. 2.28. Процессор 16-разрядный

К двунаправленным шинам $A0—A15$, $B0—B15$ могут быть подключены БИС параллельного умножителя КР1802ВР3, ВР4, ВР5, БИС интерфейса КР1802ВВ2 и др.

3. Цифровые синтезаторы частоты

3.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ТРЕБОВАНИЯ

3.1.1. Общая характеристика

Цифровой синтезатор частоты преобразует цифровой код частоты z_f в аналоговый двухуровневый или гармонический сигнал с частотой

$$f_{\text{вых}} = f_n + z_f \Delta F, \quad z_f = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3.1)$$

где f_n — нижняя частота синтезируемого диапазона, ΔF — шаг сетки частот, N — число синтезируемых частот. Следовательно, в ЦСЧ происходит нелинейное преобразование и переход от цифрового сигнала к аналоговому. Если переход к аналоговому сигналу не нужен, а требуется лишь нелинейное преобразование кода частоты в код гармонического колебания, то такое устройство называется ЦСО.

На выходе ЦСЧ в каждый данный момент формируется одна из дискретного множества (сетки) частот. Нередко требуется получение одновременно не одного, а двух колебаний с одинаковой частотой, но со сдвигом по фазе на 90° . Реже требуется получить одновременно несколько колебаний с разными частотами, однако этот случай рассматривать не будем.

3.1.2. Применения ЦСЧ в ЦРПС

1. Для формирования литерных гетеродинных частот, в том числе для компенсации скачков частоты в системах с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты передатчика [18].

2. Для компенсации доплеровского сдвига частоты, которая может производиться: а) с помощью программной перестройки частоты ЦСЧ, выполняющего роль гетеродина; б) с помощью автоматической перестройки частоты ЦСЧ, включенного в контур системы ФАП; в) комбинированным способом. Во всех трех случаях требования к ЦСЧ приблизительно одинаковые. С точки зрения качества работы лучше вариант в), однако вариант б) несколько проще, так как не требует расчета и введения кода программной перестройки. Вариант а) широко применялся в аналоговых радиоприемных устройствах. Иногда по традиции он применяется и в цифро-аналоговых радиоприемных устройствах, хотя и не имеет преимуществ перед вариантом в).

3. В системах входа в связь (СВС) по частоте.

4. В качестве управляемого генератора в ССЗ ПШС и в устройствах синхронизации и демодуляции символов.

3.1.3. Характеристики выходного колебания [65]

1. Диапазон синтезируемых частот $f_n \dots f_b$, или $\delta f = f_b - f_n$; шаг сетки частот ΔF ; число синтезируемых частот $N = \delta f / \Delta F + 1$.

2. а) уровень подавления побочных спектральных составляющих (шумовых и дискретных):

$$D(\Delta f_0, \Delta F_n) = 20 \lg [U_{\text{п.с}}(\Delta f_0, \Delta F_n) / U_{\text{с.эф}}]. \quad (3.2)$$

Здесь ΔF_n — ширина полосы частот, в которой производится измерение; Δf_0 — отстройка этой полосы от синтезируемой частоты; $U_{\text{п.с}}$ — среднсквадратичное значение побочных спектральных составляющих в этой полосе; $U_{\text{с.эф}}$ — эффективное значение синтезируемого колебания:

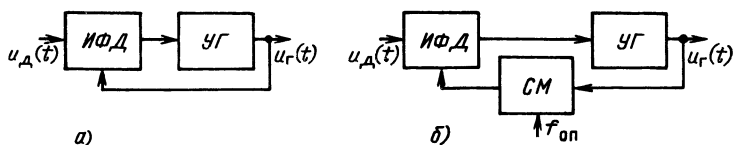


Рис. 3.1. Преобразование двухуровневого сигнала в гармонический (СМ — смеситель)

б) среднеквадратические величины паразитных отклонений частоты и фазы $\Delta f_n(F_n, F_v)$ и $\Delta \varphi_n(F_n, F_v)$, где F_n и F_v — нижняя и верхняя границы заданной полосы частот, определяемые через спектральные плотности мощности соответственно частотных и фазовых флуктуаций выходного колебания следующим образом:

$$\Delta f_n(F_n, F_v) = \sqrt{\int_{F_n}^{F_v} S_f(F) dF}; \quad \Delta \varphi_n(F_n, F_v) = \frac{180^\circ}{\pi} \sqrt{\int_{F_n}^{F_v} S_\varphi(F) dF}. \quad (3.3)$$

Так как частота есть производная фазы, то $S_f(F) = F^2 S_\varphi(F)$.

3. Время перестройки частоты t_n . Согласно [25], под t_n понимается интервал времени между моментом окончания команды перестройки и моментом, после которого отклонение мгновенной частоты не превышает $3(\Delta f_n)_{\text{доп}}$, где $(\Delta f_n)_{\text{доп}}$ — допустимое значение Δf_n .

3.1.4. Основные типы ЦСЧ

Цифровые синтезаторы частоты подразделяют:

- по виду выходного сигнала на двухуровневые и гармонические;
- по принципу построения на косвенного (активного) синтеза (с помощью системы ФАП) и прямого (пассивного) синтеза — без использования обратной связи.

Косвенные ЦСЧ содержат аналоговый управляемый генератор (УГ), т. е. строятся с использованием как цифровых, так и аналоговых элементов (микросхем), и являются относительно сложными. Основное их применение — 3.1.2 (1), тогда как основное применение прямых ЦСЧ — 3.1.2 (2, 3, 4). Двухуровневые прямые ЦСЧ могут быть построены полностью на цифровых микросхемах и являются наиболее простыми. Гармонические прямые ЦСЧ строятся в основном на цифровых микросхемах, однако содержат аналоговый выходной фильтр или аналоговую фильтрующую систему ФАП. Система ФАП, состоящая из ИФД и УГ (рис. 3.1, а), преобразует двухуровневый сигнал $u_d(t)$ в гармонический $u_r(t)$. При добавлении смесителя (рис. 3.1, б) система ФАП, помимо такого преобразования, переносит на величину $f_{\text{оп}}$ диапазон синтезируемых частот в более высокочастотную область.

3.1.5. Требования к ЦСЧ

1. Диапазон синтезируемых частот δf и шаг сетки ΔF колеблются в очень широких пределах в зависимости от назначения ЦСЧ.

Наиболее широкий диапазон (от сотен килогерц до сотен мегагерц) и одновременно наибольший шаг сетки (от десятков герц до единиц мегагерц) бывает в ЦСЧ литерных частот.

В доплеровских ЦСЧ диапазон δf определяется возможными доплеровскими сдвигами несущей частоты. В космических радиолниях они достигают в сантиметровом, дециметровом и метровом диапазонах соответственно сотен, десятков и единиц килогерц. Шаг сетки ΔF выбирают, исходя из максимально допустимого фазового отклонения $\Delta \varphi_m$ в системе ФАП, в которую включен ЦСЧ или которая стоит после тракта с ЦСЧ за счет скачка частоты ΔF . Для обычно

используемых систем ФАП второго порядка астатизма имеем (см. гл. 5) $\Delta f_m \Delta f_s / 2\pi \Delta F \approx 0,3$, где Δf_s — эквивалентная полоса ФАП, откуда

$$\Delta F \approx \frac{\Delta f_m \Delta f_s}{0,6\pi}. \quad (3.4)$$

Полагая $\Delta f_m \approx \pi/80$ рад $\approx 2,2^\circ$, получаем $\Delta F \approx \Delta f_s/50$.

При использовании ЦСЧ в СВС, основанной на последовательном спектральном анализе, диапазон синтезируемых частот определяется диапазоном неопределенности частоты, а шаг сетки частот — эквивалентной полосой анализирующего фильтра и обычно в несколько раз меньше этой полосы (см. гл. 4). В СВС с временной компрессией диапазон синтезируемых частот и шаг сетки возрастают в коэффициент компрессии K_f раз (обычно $K_f = 30 \dots 100$).

Если случай применения ЦСЧ — 3.1.2(4), диапазон δf определяется доплеровским сдвигом тактовой частоты ПСП или символьной частоты и обычно не превышает несколько десятков или сотен герц. Шаг сетки ΔF выбирается так же, как и в предыдущем случае.

2. Об уровне подавления спектральных составляющих и среднеквадратических величинах паразитных отклонений частоты и фазы при использовании ЦСЧ для формирования литерных частот можно судить по требованию ГОСТ к синтезаторам магистральной радиосвязи [25] (см. также [65]): Δf_n (30 ... 3400 Гц) $\leq 2 \dots 6$ Гц; $\Delta \varphi_n$ (30 ... 3400 Гц) $\leq (2 \dots 10)$ град; D (20 ... 200 кГц, 3 кГц) $\leq -(60 \dots 80)$ дБ; D (200 ... 1000 кГц, 3 кГц) $\leq -(70 \dots 110)$ дБ. При применении ЦСЧ в случаях 3.1.2 (2, 3, 4) в диапазоне ($f_n \dots f_n$) уровень подавления дискретных спектральных составляющих в зависимости от конкретных требований обычно лежит в диапазоне $-(35 \dots 50)$ дБ, а среднеквадратическая величина отклонений фазы составляет 1 ... 10 град.

Во всех случаях уровни подавления спектральных составляющих не относятся к высшим гармоникам основного колебания: согласно [25], допустимый суммарный уровень второй и третьей гармоник составляет -20 дБ.

3. Время перестройки частоты при формировании литерных частот иногда может быть весьма большим — порядка секунд. При быстрых скачках частоты это время сокращается на несколько порядков. При остальных применениях переходные процессы должны заканчиваться до поступления следующего кода частоты.

3.2. КОСВЕННЫЕ ЦСЧ

3.2.1. Основные схемы

Основная схема косвенного ЦСЧ изображена на рис. 3.2. На ИФД поступает стабильная опорная частота $F_{оп}$, определяющая шаг сетки частот $\Delta F = F_{оп}$. Требуемое значение выходной частоты $f_{вых}$ устанавливают кодом частоты z_f , определяющим коэффициент деления n_d ДПКД. ФНЧ служит для подавления паразитных составляющих на выходе ИФД (прежде всего, с частотой $F_{оп}$). Так как частоты колебаний на входах ИФД в стационарном режиме равны друг другу, то $f_{вых} = n_d \Delta F$.

Максимальная частота синтезируемого диапазона частот f_n в схеме рис. 3.2 ограничивается быстродействием ДПКД.

Для ее увеличения могут быть использованы схемы рис. 3.3 или 3.4. В схеме на рис. 3.3 $f_{вых} = f_{оп} + n_d \Delta F$, т. е. синтезируемый диапазон частот просто переносится в более высокочастотную область, подобно тому, как это делалось в схеме на рис. 3.1, б, при этом $\Delta F = F_{оп}$. В схеме на рис. 3.4 $f_{вых} = n_\phi n_d \Delta F$, где n_ϕ — коэффициент деления делителя с фиксированным коэффициентом

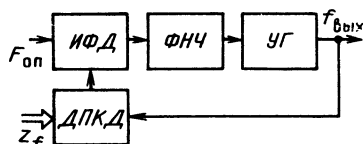


Рис. 3.2. Основная схема косвенного ЦСЧ

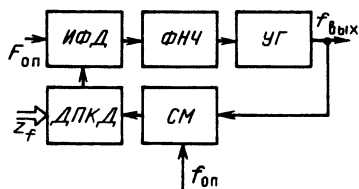


Рис. 3.3. Косвенный ЦСЧ со смесителем

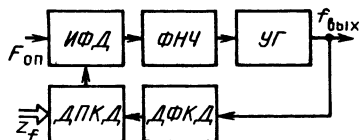


Рис. 3.4. Косвенный ЦСЧ с делителем с фиксированным коэффициентом деления

деления (ДФКД). Здесь происходит увеличение в n_f раз шага сетки частот: $\Delta F = n_f F_{оп}$. Увеличение f_n происходит в результате того, что быстродействие ДФКД больше быстродействия ДПКД.

При использовании в качестве ИФД УВХ и при относительно невысоких требованиях к уровню подавления дискретных спектральных составляющих в схемах на рис. 3.2, 3.3, 3.4 можно не использовать ФНЧ. Если при этом коэффициент передачи контура регулирования оптимален с точки зрения быстродействия ($k_\Sigma = k_{опт}$), то переходные процессы в контуре заканчиваются за один цикл регулирования. Однако следует учитывать, что коэффициент передачи контура k_Σ обратно пропорционален коэффициенту деления ДПКД n_d , который меняется при переходе с частоты на частоту. Отличие k_Σ от $k_{опт}$ может привести к существенному увеличению длительности переходного процесса или к потере устойчивости контура. Для устранения этого нежелательного явления можно включить в контур усилитель и менять его коэффициент усиления прямо пропорционально величине n_d .

Рассмотренные схемы не позволяют получать мелкий шаг ΔF , так как с уменьшением опорной частоты $F_{оп}$, определяющей этот шаг, увеличивается длительность переходных процессов и среднеквадратические величины паразитных отклонений частоты и фазы Δf_n и $\Delta \phi_n$. Последнее физически объясняется тем, что в отсутствие ФНЧ УГ подстраивается 1 раз за цикл регулирования, а остальное время является неуправляемым. Чем больше цикл регулирования, тем на большую величину успевает «убежать» фаза генератора до следующей коррекции. Введение узкополосного ФНЧ и уменьшение коэффициента передачи контура по отношению к $k_{опт}$ приводят к уменьшению уровня паразитных дискретных составляющих спектра, но одновременно к увеличению Δf_n и $\Delta \phi_n$. С другой стороны, увеличение $k_\Sigma > k_{опт}$ опасно из-за возможности потери устойчивости: в «чисто» импульсной системе (без ФНЧ) граничный коэффициент усиления контура $k_{\Sigma гр}$ лишь в 2 раза больше $k_{опт}$.

3.2.2. Способы уменьшения шага сетки частот

Проблема уменьшения шага сетки частот в ЦСЧ может быть решена различными способами: использованием двух и более контуров ФАП с ДПКД [40], использованием делителя с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД) [65], использованием синтезатора отсчетов фазы совместно с преобразователем код-фаза УГ [5].

1. В качестве примера на рис. 3.5 приведена схема применения двух контуров ФАП с ДПКД. Верхний по схеме контур ФАП формирует сетку частот с крупным шагом $\Delta F_1 = F_{оп1}/N_1$ в широком диапазоне δf . Нижний по схеме контур ФАП вместе с ДФКД на N_5 формирует сетку частот с мелким шагом $\Delta F = F_{оп1}/N_3 N_5$ в относительно узком диапазоне частот ΔF_1 , равном шагу редкой сетки. Старшие разряды кода частоты $z_{f ст}$ с регистра частоты меняют коэффициент деления N_2 , а младшие разряды — N_4 . Число синтезируемых частот этим двухконтурным ЦСЧ равно произведению числа синтезируемых частот верхним по схеме контуром ФАП $\delta f/\Delta F_1$ на число синтезируемых частот нижним

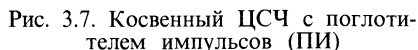


2. ДДПКД состоит из ДПКД и блока управления, который периодически по некоторой заданной программе изменяет коэффициент деления ДПКД или, что то же самое, коэффициент деления, обеспечиваемый всем ДДПКД (рис. 3.6). Положим, например, что ДПКД может иметь два значения коэффициента деления: n_d и $n_d + 1$. Положим далее, что за M периодов опорного колебания $(M - q)$ раз был коэффициент деления n_d и $q < M$ раз $n_d + 1$. Тогда частота

$$f_{\text{BBX}} = [(M - q)n_{\text{p}} + q(n_{\text{p}} + 1)] F_{\text{on}} / M = (n_{\text{p}} + q/M) F_{\text{on}}. \quad (3.5)$$

Следовательно, средний коэффициент деления ДДПКД равен $n_d + q/M$.

Хотя опорная частота на входе ИФД равна $F_{\text{оп}}$, на его выходе будут составляющие с частотами, кратными $F_{\text{оп}}/M$, т. е. шагу сетки частот. Поэтому в составе спектра выходного сигнала УГ появятся побочные составляющие, отстоящие от частоты основного колебания на интервалы, кратные шагу сетки. Уровень возникающих побочных составляющих будет определяться пульсацией



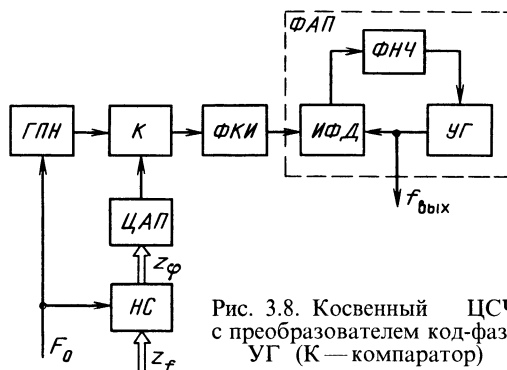


Рис. 3.8. Косвенный ЦСЧ с преобразователем код-фаза УГ (К — компаратор)

напряжения на выходе ИФД. Уменьшения этих пульсаций можно добиться рациональным чередованием коэффициентов деления n_d и $n_d + 1$.

Вариантом получения дробного коэффициента деления является схема с поглотителем импульсов (рис. 3.7). Коэффициент деления ДПКД и приращение числа, записанного в НС, определяется числом в регистре частоты. В момент переполнения НС поглотителем импульсов исключается (поглощается) один из импульсов на входе ДПКД. При емкости НС, равной M , и числе на входе НС, равном $z_{f_{мл}}$, средняя частота следования импульсов переполнения НС равна $F_0 z_{f_{мл}}/M$. В итоге на входе ДПКД средняя частота следования импульсов будет $f_{вых} - F_0 z_{f_{мл}}/M$ и одновременно равна $F_0 n_d$, где n_d — коэффициент деления ДПКД, отсюда

$$f_{вых} = (n_d + z_{f_{мл}}/M) F_0 \quad (3.6)$$

и средний коэффициент деления ДДПКД равен $n_d + z_{f_{мл}}/M$.

3. Пример построения ЦСЧ на основе использования синтезатора отсчетов фазы совместно с преобразователем код-фаза УГ [5] приведен на рис. 3.8. В качестве синтезатора отсчетов фазы используется НС емкостью M . Текущее число в этом НС представляет собой код циклической фазы z_ϕ , определенной на интервале 2π . Циклическая фаза ϕ_n равна нециклической фазе $\Phi = \int \omega dt$ (интегралу от частоты), взятой по модулю 2π : $\phi_n = \Phi \pmod{2\pi}$. При изменении фазы Φ на 2π происходит переполнение НС и в нем остается остаток от переполнения. Частота переполнений НС равна $F_0 |z_f|/M$. Значения $z_f > 0$ представлены в прямом двоичном коде, а значения $z_f < 0$ — в дополнительном, причем желательно выполнение условия $|z_f| < M/4$. При $z_f > 0$ код фазы z_ϕ увеличивается до очередного переполнения, а при $z_f < 0$ уменьшается.

Преобразователь код-фаза УГ состоит из ЦАП, генератора пилообразного напряжения (ГПН), компаратора (К), формирователя коротких импульсов (ФКИ) и системы ФАП.

Периодическое (с периодом $1/F_0$) линейно изменяющееся напряжение ГПН сравнивается на компараторе с напряжением от ЦАП. В момент равенства напряжений ГПН на прямом ходе и напряжения ЦАП ФКИ вырабатывает импульс выборки для ИФД. Длительность этого импульса для получения приемлемого коэффициента передачи ИФД должна быть не более половины периода выходного сигнала УГ. В отсутствие изменения кода фазы z_ϕ (т. е. при $z_f = 0$) напряжение на выходе ЦАП постоянно и временная задержка импульса на выходе ФКИ не меняется относительно входного импульса с частотой F_0 (подаваемого на ГПН и НС). В этом случае схема ФАП работает как умножитель частоты. Выходная частота УГ будет равна $K F_0$, причем коэффициент K будет определяться начальной настройкой УГ. При изменении z_ϕ (т. е. при $z_f \neq 0$) напряжение на выходе ЦАП линейно-ступенчатое (знак изменения напряжения зависит от знака z_f), временная задержка импульса ФКИ, пропорциональная

коду z_f , также меняется. При каждом изменении задержки импульса ФКИ, определяющего момент взятия выборки, на выходе ИФД появится сигнал ошибки, который скомпенсируется изменением фазы УГ. Линейно-ступенчатое изменение положения импульса выборки происходит до момента переполнения НС. Девияция положений импульсов выборки Δt зависит от крутизны ГПН и ЦАП и равна разности положений импульсов при $z_f = 0$ и $z_f = z_{f \text{ макс}}$. При условии равенства Δt периоду выходного колебания УГ схема ФАП не будет реагировать на скачок положения импульса выборки при переполнении НС, так как выборка будет взята при той же фазе сигнала УГ, что и до переполнения НС, только не через K периодов, как до переполнения, а через $K-1$ или $K+1$ периодов в зависимости от знака z_f . Выходная частота УГ

$$f_{\text{вых}} = KF_0 + F_0 z_f / M. \quad (3.7)$$

3.3. ДВУХУРОВНЕВЫЕ ПРЯМЫЕ ЦСЧ

Двухуровневые ЦСЧ формируют из периодической последовательности импульсов, следующих с опорной частотой F_0 , последовательности импульсов с частотой $f_{\text{вых}}$, определяемой кодом z_f .

Первые двухуровневые ЦСЧ были основаны на сложении нескольких несовпадающих во времени потоков импульсов, получаемых с выходов разрядов делителя импульсов опорного сигнала [34]. На рис. 3.9 приведен пример построения такого ЦСЧ.

С выходов двоичного делителя с помощью дифференцирующих цепей ДЦ1—ДЦ3 формируют короткие импульсы. Эти импульсы, прошедшие через открытые каскады совпадения И1—И3, суммируют в схеме ИЛИ. Управление каскадами совпадений осуществляют кодом z_f .

Средняя частота импульсов на выходе ИЛИ пропорциональна коду z_f :

$$f_{\text{вых}}^0 = F_0 z_f / 2^{n_2}, \quad (3.8)$$

где n_2 — число разрядов двоичного делителя. Однако эти импульсы следуют неравномерно, так что можно трактовать как фазовые флуктуации $\Delta\phi$ выходного сигнала со средней частотой $f_{\text{вых}}^0$. В худшем случае максимально возможные фазовые флуктуации $\Delta\phi_m$ приближаются (но всегда меньше) к 360° . Для их уменьшения импульсы с выхода системы ИЛИ подают на счетчик-делитель с емкостью n_d . В результате в n_d раз уменьшаются одновременно диапазон синтезируемых частот δf , шаг сетки частот ΔF , величина фазовых флуктуаций $\Delta\phi$:

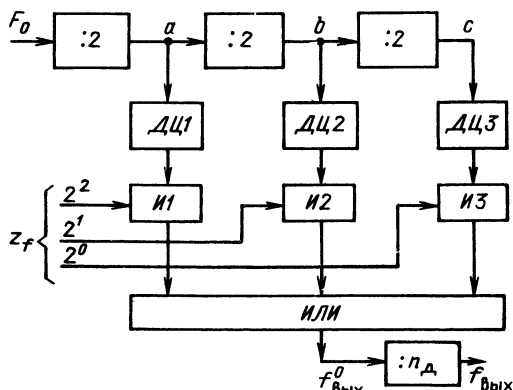


Рис. 3.9. Прямой двухуровневый ЦСЧ со сложением потоков импульсов (ДЦ — дифференцирующая цепь)

$$f_{\text{вых}} = F_0 z_f / 2^{n_d} n_d; \quad \delta f = F_0 / n_d;$$

$$\Delta F = F_0 / 2^{n_d} n_d; \quad \Delta \varphi_m < 360^\circ / n_d.$$

Дальнейшим развитием двухуровневых ЦСЧ являются схемы, основанные на накопительных сумматорах (рис. 3.10). В схеме рис. 3.10 код частоты z_f прибавляется к коду НС с частотой F_0 . При переполнении НС (превышении его емкости M) на вы-

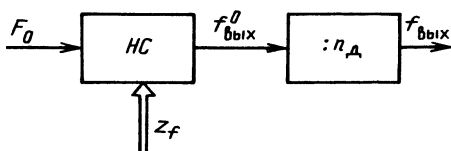


Рис. 3.10. Прямой двухуровневый ЦСЧ на НС

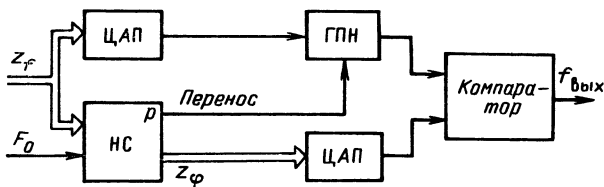


Рис. 3.11. Устройство коррекции временного положения импульсов

ходе появляется импульс переполнения (импульс переноса на выходе сумматора), а в НС остается остаток. Средняя частота импульсов переполнения

$$f_{\text{вых}}^0 = F_0 z_f / M. \quad (3.9)$$

Эти импульсы, как и в предыдущей схеме рис. 3.9, а, следуют неравномерно. Для уменьшения неравномерности и соответственно фазовых флуктуаций также можно использовать счетчик-делитель емкостью n_d (см. рис. 3.10). Однако при этом, как и в предыдущей схеме, в n_d раз уменьшится и диапазон синтезируемых частот δf . Понижения уровня фазовых флуктуаций без одновременного уменьшения диапазона синтезируемых частот δf можно добиться коррекцией временного положения выходных импульсов НС в пределах периода $1/F_0$ с помощью устройств управляемой задержки.

В качестве элемента управляемой задержки может использоваться или многоотводная линия задержки, или цифро-аналоговая схема [47]. Использование многоотводной линии задержки не обеспечивает достаточной точности ввиду ограниченного числа практически реализуемых дискретов N_0 . Кроме того, необходимо вычислительное устройство с достаточным быстродействием, управляющее переключением отводов линии задержки. Остаток в НС z_φ после переполнения является кодом задержки. Отличие z_φ от нуля указывает на то, что каждый выходной импульс имеет временную погрешность $\tau_i = z_\varphi / F_0 z_f$ относительно его расположения в идеальной последовательности с периодом $1/f_{\text{вых}}$. Точность коррекции определяется минимальным дискретом задержки $\Delta \tau = 1/(F_0 N_0)$, где N_0 — полное число дискретов, укладывающихся на периоде опорного колебания ($1/F_0$).

На рис. 3.11 представлена схема, в которой остаток в НС управляет задержкой за счет сравнения напряжения, соответствующего коду задержки z_φ , с пилообразным напряжением ГПН, запускаемого выходными импульсами НС (импульсами переноса). Чтобы исключить зависимость результата сравнения напряжений на компараторе от кода частоты z_f , размах напряжения ГПН должен изменяться пропорционально коду z_f . Это обеспечивается с помощью дополнительного ЦАП, в котором код z_f преобразуется в напряжение, подаваемое на ГПН в качестве питающего.

3.4. ГАРМОНИЧЕСКИЕ ПРЯМЫЕ ЦСЧ

В ЦСЧ этого типа аналоговые колебания заданной частоты формируют из потока амплитудно-модулированных импульсов, следующих с фиксированной частотой повторения. Восстановление сигнала из потока импульсов обычно

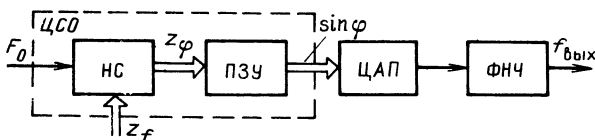


Рис. 3.12. Прямой гармонический ЦСЧ

осуществляют с помощью ФНЧ. Хотя теоретически для восстановления синусоиды достаточно иметь не менее двух ее отсчетов на периоде, однако на практике с целью уменьшения требований к избирательности ФНЧ используют не менее четырех отсчетов.

Формирование синусоиды заданной частоты осуществляют следующим образом (рис. 3.12). С частотой дискретизации $f_d = F_0$ НС емкостью M вычисляет код текущей фазы синусоиды z_ϕ . Из ПЗУ выбирают число, пропорциональное значению синусоиды при такой фазе. С помощью ЦАП выбранное число преобразуют в аналоговое напряжение. Таким образом получают поток амплитудно-модулированных импульсов, из которых с помощью ФНЧ выделяют первую гармонику — выходное колебание с частотой

$$f_{\text{вых}} = F_0 z_f / M \quad (3.10)$$

и с шагом перестройки F_0/M . Совокупность НС и ПЗУ образует ЦСО, имеющий также важное самостоятельное значение.

Часто требуется иметь перестраиваемый по частоте сигнал с достаточно высокой средней частотой. Для его получения реализуют следующий алгоритм однополосного преобразования:

$$\sin(2\pi f_0 t + 2\pi F t) = [\sin(2\pi f_0 t)] \cos(2\pi F t) + [\cos(2\pi f_0 t)] \sin(2\pi F t), \quad (3.11)$$

где f_0 — частота вспомогательного высокочастотного колебания, F — частота низкочастотного сигнала. Перемножение гармонических сигналов выполняют балансные модуляторы.

Выходная частота ЦСЧ, реализующего алгоритм (3.11),

$$f_{\text{вых}} = f_0 + F_0 z_f / M. \quad (3.12)$$

При двухзначном представлении входного числа z_f (положительное — в прямом коде, отрицательное — в дополнительном) выходная частота этого ЦСЧ может быть перестроена в пределах $\pm F_0/4$ относительно f_0 .

Описанные в § 3.4 типы ЦСЧ обладают минимальным временем перестройки частоты.

3.5. СПЕКТРЫ КОЛЕБАНИЙ НА ВЫХОДЕ ЦСЧ

Поток импульсов на выходе двухуровневого прямого ЦСЧ можно считать полученным из периодического потока со скважностью, равной двум, путем смещения фронта и среза каждого импульса на переменную во времени величину из-за фазовых флуктуаций выходного колебания. В общем случае имеет место строгая периодичность с периодом $1/\Delta F$, где ΔF — шаг сетки частот. В результате спектр выходного колебания содержит побочные составляющие, отстоящие от основного колебания на ΔF , $2\Delta F$ и т. д.

Для минимизации суммарной мощности всех побочных составляющих рекомендуется [65, стр. 182] выбирать импульсы, ближайšie к импульсам гипотетической равномерной последовательности (оптимальные системы прямого синтеза). Тогда уровень всех побочных составляющих будет удовлетворять условию

$$D_\Sigma \leq -20 \lg(\pi f_{\text{вых}} / F_0 \sqrt{6}), \quad (3.13)$$

а уровень любой из побочных составляющих не превысит

$$D_{\text{макс}} = -20 \lg(\pi f_{\text{вых}} / F_0 \sqrt{12}). \quad (3.14)$$

В силу того что $\pi/\sqrt{12} \approx 1$, часто принимают [65, с. 191]

$$D_{\text{макс}} = -20 \lg(f_{\text{вых}} / F_0). \quad (3.15)$$

Отсюда видно, что в простых схемах только при малых $f_{\text{вых}}$ можно получить достаточно низкий уровень D . Так, для $D_{\text{макс}} = -60$ дБ необходимо отношение $F_0/f_{\text{вых}} = 1000$. Таким образом, оптимальные прямые ЦСЧ с потоками двух-уровневых импульсов без коррекции их положения на выходе являются относительно низкочастотными. Уменьшение с помощью коррекции в 1 раз отклонений выходных импульсов ЦСЧ от гипотетических позволит при неизменной частоте F_0 либо, сохранив $f_{\text{вых}}$, снизить уровень побочных составляющих на 20 лг/дБ либо, сохранив указанный уровень, в 1 раз увеличить выходную частоту.

Квантование фазы (с дискретом q_ϕ) и мгновенных значений (с дискретом 1) в прямых гармонических ЦСЧ приводит к случайным отклонениям формы синтезированного колебания от синусоидальной и, следовательно, к появлению в спектре колебания побочных составляющих случайного характера (шумов квантования).

При допущении о равномерных распределениях отклонений квантованных значений фазы от истинных на интервале между $-q_\phi/2$ и $q_\phi/2$ и квантованных мгновенных значений на интервале между $-1/2$ и $1/2$ в [65] определены отношения паразитных составляющих, вызванных соответственно фазовым и амплитудным шумами, к выходному сигналу. Фазовые и амплитудные шумы принимаются независимыми:

$$D_{\text{шф}} = 10 \lg(2\sigma_{\text{шф}}^2 / U_c^2) = 10 \lg \sigma_\phi^2 = 20 \lg(\pi/4 \sqrt{3} N_\phi), \quad (3.16)$$

(где $\sigma_{\text{шф}}^2$ — дисперсия паразитных составляющих, вызванных фазовым шумом; U_c — амплитуда выходного сигнала ЦСЧ; σ_ϕ^2 — дисперсия фазового шума; $N_\phi = 2^\phi$ — число дискретов квантования фазы на интервале 2π).

$$D_{\text{ша}} = 10 \lg(2\sigma_a^2 / U_c^2) = 20 \lg[(N_a - 1) \sqrt{6}]^{-1}, \quad (3.17)$$

(где σ_a^2 — дисперсия амплитудного шума на выходе ЦСЧ; $N_a = 2^a$ — число дискретов квантования амплитуды). Для получения $D_{\text{шф}} \leq -60$ дБ достаточно иметь $n_\phi = 9$, для $D_{\text{ша}} -60$ дБ — $n_a = 9$.

Амплитудные шумы на выходе ЦСЧ могут быть значительно уменьшены включением после ФНЧ ограничителя, после которого в случае необходимости иметь синусоиду снова ставят ФНЧ.

Неидеальная работа ЦАП на высоких частотах приводит к возникновению дополнительных побочных спектральных составляющих.

В косвенном ЦСЧ с преобразователем код-фаза УГ (см. рис. 3.8) при небольших отстройках частоты синтезатора от номинального значения (по сравнению с полосой кольца ФАП) фаза выходного сигнала меняется линейно-ступенчато. При периодичности повторения фазы с периодом T частота отстройки от собственной частоты УГ ω_0 равна $\Omega = 2\pi/T$. При этом возникают паразитные составляющие на частотах

$\omega_0 + \Omega(m+1)$; $\omega_0 + \Omega(2m+1)$; ... с уровнями $\left[\sin \frac{\pi(m+1)}{m} \right] / \frac{\pi(m+1)}{m}$, и паразитные составляющие на частотах $\omega_0 - \Omega(m-1)$; $\omega_0 - \Omega(2m-1)$ с уровнями $\left[\sin \frac{\pi(m-1)}{m} \right] / \frac{\pi(m-1)}{m}$ соответственно. При небольших отстройках Ω число дискретов фазы на периоде достаточно большое и паразитные составляющие соответственно малы, их уровни будут $1/m$. Так, для $m = 2^{10}$ уровни ближайших к основному колебанию паразитных составляющих будут -60 дБ, каждая пара следующих составляющих будет меньше предыдущей на 3 дБ. При увеличении расстройки число дискретов m на периоде выходного колебания синтезатора будет уменьшаться, при этом будут расти уровни паразитных составляющих, но одновременно с ростом

т они все дальше будут отходить по частоте от основного колебания и вступит в действие фильтрующее свойство схемы ФАП. В итоге, начиная с некоторых расстроек, уровень составляющих начнет уменьшаться.

3.6. ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ КОСВЕННОГО ЦСЧ

Основные моменты, возникающие при проектировании ЦСЧ, рассмотрим на примере косвенного ЦСЧ с преобразователем код-фаза УГ (см. рис. 3.8). Пусть требования, предъявляемые к ЦСЧ, следующие: диапазон перестройки частоты 159,6...160,4 МГц; дискрет перестройки частоты $\leq 0,15$ Гц; максимальная скорость плавной перестройки частоты 10^3 Гц/с; время отработки скачка частоты (время начальной синхронизации кольца ФАП ЦСЧ) $\leq 0,01$ с; уровень паразитных составляющих в спектре выходного сигнала ЦСЧ не хуже минус 40 дБ.

При проектировании необходимо определить: значение частоты опорного сигнала (тактовой частоты НС, равной частоте выборок в ИФД); диапазон перестройки УГ; разрядность НС; разрядность ЦАП; полосу пропускания и порядок астатизма кольца ФАП ЦСЧ; метод начальной синхронизации кольца ФАП ЦСЧ; элементную базу.

3.6.1. Выбор частоты опорного сигнала

Частоту опорного сигнала выбирают как компромисс между различными требованиями к ней: она должна быть выше четырехкратной отстройки частоты ЦСЧ от номинального значения или равна ей; целнократное значение частоты опорного сигнала должно быть равно номинальному значению частоты ЦСЧ в отсутствие расстройки (когда на входе НС код частоты $z_f=0$); для исключения ложных захватов в схеме ФАП ЦСЧ диапазон перестройки УГ должен быть менее половины (а лучше четверти) частоты опорного сигнала; переходные процессы в НС и ЦАП должны закончиться за время, меньшее периода опорного сигнала; частота опорного сигнала должна достаточно просто формироваться из частоты единого эталонного генератора комплекса (например, 5,0 МГц).

Средняя частота диапазона перестройки равна 160 МГц. Целнократному значению этой частоты удовлетворяет опорное колебание с частотами 5,0; 2,5; 1,25 МГц. Расстройка равна $\pm 0,4$ МГц; таким образом, частота опорного сигнала должна быть выше 1,6 МГц, этому требованию удовлетворяет 2,5 МГц. Пусть нестабильность частоты УГ равна 10^{-3} от номинального значения, т. е. 160 кГц; таким образом, рабочий диапазон перестройки УГ должен быть более ± 560 кГц. Примем с некоторым запасом диапазон перестройки УГ ± 600 кГц. Требованию отсутствия ложных захватов частота опорного сигнала 2,5 МГц удовлетворяет.

3.6.2. Выбор разрядности НС и ЦАП

Известно, что при двоичном НС число дискретов частоты не должно превышать четверти объема НС. Исходя из этого, объем НС найдем как отношение учетверенного модуля отстройки ЦСЧ к дискрету перестройки частоты ЦСЧ: $2500\,000/0,15 = 16\,666\,666$. Ближайшее большее двоичное число 2^n равно $2^{24} = 16\,777\,216$. Таким образом, НС имеет 24 двоичных разряда. При частоте опорного сигнала 2,5 МГц дискрет управления ЦСЧ $\Delta F = F_0/2^n = 0,1490116 < 0,15$ Гц.

Для обеспечения уровня паразитных составляющих 40 дБ необходимо иметь не менее 100 дискретов фазы на периоде выходного сигнала ЦСЧ. Это соответствует 7 двоичным разрядам. Для обеспечения запаса 6 дБ применим ЦАП на 8 разрядов. Таким образом, из 24 двоичных разрядов кода фазы на выходе НС с ЦАП будут связаны только 8 старших разрядов. Уменьшение числа дискретов фазы на периоде выходного сигнала ЦСЧ произойдет в том случае, когда за время $1/F_0$ в 8 старших разрядах НС произойдет приращение числа больше чем на единицу. Это случится, когда код z_f станет больше 2^{16} , т. е. при отстройке частоты на выходе ЦСЧ больше 9,83 кГц. При этом ближайшие к основному колебанию паразитные составляющие будут отстоять от него на $9,38 \times 2^8$ кГц (в соответствии с § 3.5 эти составляющие имеют

частоты $\omega_0 + \Omega(m+1)$ и $\omega_0 - \Omega(m-1)$. Уровни этих составляющих в $m=2^8$ раз (на -50 дБ) меньше основного колебания. Эти составляющие должны отфильтровываться схемой ФАП ЦСЧ. При дальнейшем увеличении отстройки, хотя паразитные составляющие и начнут увеличиваться за счет уменьшения числа дискретов на периоде выходного сигнала ЦСЧ, но они будут отстоять по частоте еще дальше от основного колебания и также успешно будут отфильтрованы схемой ЦАП ЦСЧ.

3.6.3. Выбор полосы пропускания схемы ФАП ЦСЧ

Полосу пропускания схемы ФАП ЦСЧ выбирают на основании компромисса между следующими требованиями: полоса пропускания должна быть достаточно широкой для подавления собственных флуктуаций УГ; полоса должна быть не уже той, при которой обеспечиваются необходимые динамические характеристики ЦСЧ — скорость перестройки частоты и время отработки скачка частоты; полоса должна быть не шире той, при которой обеспечивается во всем диапазоне расстроек необходимая степень подавления паразитных составляющих выходного сигнала.

При принятии соответствующих конструктивных мер к уменьшению шумов УГ на частотах $100...200$ МГц с точки зрения компенсации этих шумов полоса ФАП ЦСЧ должна быть более 10 кГц.

Для обеспечения начального синхронизма в петле ФАП наиболее простым способом является линейное изменение частоты УГ в пределах возможной зоны неопределенности частоты до момента захвата в схеме ФАП. При перестройке частоты в пределах $1,4$ МГц за время $0,01$ с при допустимой динамической ошибке 45° шумовая полоса должна быть около 18 кГц (см. § 5.6). Принимаем это значение шумовой полосы как окончательное, так как оно удовлетворяет всем остальным требованиям.

При более жестких требованиях к времени начальной синхронизации можно было бы применить другой метод обеспечения начального синхронизма в петле ФАП ЦСЧ. Если преобразовать код управления частотой в аналоговое напряжение и просуммировать его с сигналом ошибки в петле ФАП ЦСЧ, то при обеспечении даже не совсем точного соответствия кода отстройки и реальной отстройки схема ФАП будет иметь постоянную помощь как в режиме слежения, так и в режиме поиска и схеме ФАП остается выбрать только нестабильность УГ и нелинейность управления.

3.7. ПРИМЕРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРЯМЫХ ЦСЧ

Рассмотрим особенности проектирования прямого гармонического ЦСЧ с потоками многоуровневых импульсов (см. рис. 3.12) со следующими требованиями: диапазон перестройки $0...5$ МГц, дискрет перестройки $\Delta F \leq 0,1$ Гц, уровень случайных паразитных составляющих в спектре выходного сигнала не хуже -50 дБ, уровень дискретных паразитных составляющих не хуже -45 дБ.

При проектировании необходимо определить: частоту опорного сигнала, разрядность НС, разрядность ПЗУ и ЦАП, выбрать элементную базу и параметры ФНЧ.

Примем частоту опорного сигнала $F_0 = 4F_{\max} = 20$ МГц. Разрядность НС при данной частоте опорного сигнала определяется требуемым дискретом установки частоты. Для $\Delta F \leq 0,1$ Гц

$$M = F_0 / \Delta F = 2 \cdot 10^8 < 2^{28},$$

в итоге выбираем разрядность НС, равную 28 .

Возможность реализации требований по допустимым уровням шумов квантования (фазовым $D_{\text{шф}}$ и амплитудным $D_{\text{ша}}$) определяется наличием в номенклатуре современной элементной базы ПЗУ и ЦАП необходимой разрядности и быстродействия. Работа с частотой дискретизации 20 МГц может быть обеспечена (см. гл. 2) 8-разрядным ПЗУ типа 500 РЕ 149 (ППЗУ $4X256$

с временем выборки 15 нс) и 8-разрядными ЦАП типа 1118 ПА1 с временем установления выходного напряжения 20 нс. При 8-разрядных ПЗУ и ЦАП, используя (3.16), (3.17), определим $D_{шф} = -55 \text{ дБ} < -50 \text{ дБ}$; $D_{ша} = -56 \text{ дБ} < -50 \text{ дБ}$. Уровень дискретных составляющих до ФНЧ найдем, используя выражения в конце § 3.5 для случая $\omega_0 = 0$. При использовании 8-разрядных ПЗУ и ЦАП при выходной частоте $0 \dots 2^{20} F_0 / 2^{28} = 78 \text{ кГц}$ вектор будет проходить все 256 фазовых положений на периоде выходного сигнала. В этом случае $m = 256$ и паразитные дискретные составляющие будут на частотах $\Omega(m+1)$, $\Omega(2m+1)$, $\Omega(3m+1)$, ..., $\Omega(m-1)$, $\Omega(2m-1)$, $\Omega(3m-1)$, Уровни максимальных дискретных паразитных составляющих при частоте выходного сигнала $0 \dots 78 \text{ кГц}$ будут на частотах $257f_{\text{вых}}$ и $255f_{\text{вых}}$ и составят соответственно $-48,2 \text{ дБ} < -45 \text{ дБ}$ и $-48,13 \text{ дБ} < -45 \text{ дБ}$.

При $f_{\text{вых}} = 78 \text{ кГц}$ частоты максимальных по уровню паразитных составляющих равны $f_{\text{вых}}(m+1)$ и $f_{\text{вых}}(m-1)$ и для нашего случая будут $78 \times 257 = 20\,046 \text{ кГц}$ и $78 \times 255 = 19\,890 \text{ кГц}$.

При $f_{\text{вых}} \leq 19,5 \text{ кГц}$ паразитные составляющие попадут в полосу ФНЧ. При $f_{\text{вых}} > 78 \text{ кГц}$ число дискретных состояний фазы на периоде выходного сигнала уменьшается, одновременно растёт уровень дискретных паразитных составляющих и при $f_{\text{вых}} = f_{\text{макс}} = 5 \text{ МГц}$ они достигнут максимального уровня на частотах 25 и 15 МГц, равного соответственно $-10,96 \text{ дБ}$ и $-6,53 \text{ дБ}$.

Для обеспечения уровня дискретных паразитных составляющих не хуже -45 дБ ФНЧ должен иметь затухание сигнала на частоте 15 МГц не менее 38 дБ.

Рассмотрим случай проектирования двухуровневого прямого ЦСЧ на основе сложения потоков импульсов (см. рис. 3.9). Пусть требования к нему следующие: диапазон изменения выходной частоты $0 \dots 100 \text{ кГц}$, дискрет изменения частоты менее 1 Гц, отклонение положения фронтов выходной импульсной последовательности от идеально равномерной не более $1/32$ периода выходного сигнала. С учетом последнего требования $n_d = 16$.

Для обеспечения формирования $f_{\text{макс}} = 100 \text{ кГц}$ с учетом наличия делителя на 16 частота опорного сигнала F_0 должна быть выше или равна 1,6 МГц. Примем ее равной 2,5 МГц. В качестве элемента, реализующего необходимые операции, выберем микросхемы К155ИЕ8 (см. гл. 2). Общий коэффициент деления ЦСЧ (без делителя на 16) равен

$$2,5 \cdot 10^6 / 16 = 156\,250 < 2^{18} = 262\,144.$$

Так как микросхема К155ИЕ8 — 6-разрядная, то, применив три корпуса К155ИЕ8, получим схему ЦСЧ с 18-разрядным управлением. При этом

$$\Delta F = \frac{2,5 \cdot 10^6}{16 \cdot 2^{18}} = 0,596 \text{ Гц}; \quad \delta f = \frac{2,5 \cdot 10^6}{16} = 156\,250 \text{ Гц}.$$

4. Цифровые системы вхождения в связь

4.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЗАДАЧИ ВХОЖДЕНИЯ В СВЯЗЬ

В режиме слежения СФС по несущей (система ФАП) обеспечивается выделение когерентного с несущей опорного колебания. Режиму слежения предшествует режим вхождения в синхронизм (режим захвата), длительность которого определяется начальными условиями и параметрами системы ФАП. В частности, при постоянной частоте несущей система ФАП второго порядка астатизма осуществляет захват сигнала при $F_n \gg \Delta f_s$ за время $t_{\text{зет}} \approx 5F_n^2 / \Delta f_s^3$, где F_n — начальная расстройка частоты (более точные формулы для расчета $t_{\text{зет}}$ см. в п. 8.4.1).

Даже при постоянной частоте несущей время $t_{\text{зет}}$ может оказаться неприемлемым, а если частота несущей изменяется, то надежный захват произойдет, если скорость изменения частоты несущей f_c удовлетворяет соотношению $|f_c| < 0,3\Delta f_s^2$ (подробнее см. п. 8.4.1). Поэтому в состав приемника включают

специальное устройство, которое за допустимое время должно обнаружить сигнал и сформировать начальные условия для системы ФАП, позволяющие осуществлять быстрый захват [16,56]. Так, при приеме радиосигнала с неизвестной частотой следует определить частоту сигнала. Допустимая ошибка в определении частоты не должна существенно превышать шумовой полосы системы ФАП. Если частота радиосигнала изменяется, то иногда нужно найти производную частоты f_c . При этом допустимая ошибка в определении производной должна быть существенно меньше (например, в 10 раз) квадрата шумовой полосы системы ФАП.

Совокупность устройств для обнаружения радиосигнала и определения его параметров образует систему вхождения в связь.

Задача предварительного определения параметров возникает также при приеме ПШС. Для узкополосной фильтрации таких сигналов применяют ССЗ (см. гл. 6). Захват ССЗ происходит, если начальное рассогласование по задержке входной ПСП относительно опорной не выходит за пределы дискриминационной характеристики (ДХ) дискриминатора ССЗ, т. е. если $|\tau| \leq (1...2)\tau_s$.

Эффективность СВС характеризуют набором показателей качества. Один из таких показателей — время T_Σ , необходимое для вхождения в связь, которое складывается из двух основных составляющих,

$$T_\Sigma = t_n + t_{уст}.$$

Первая составляющая t_n определяется как время поиска, необходимое для обнаружения сигнала и определения его параметров с требуемой точностью, вторая $t_{уст}$ представляет собой время, необходимое для установления режима синхронизации. Величина $t_{уст}$ определяется параметрами СФС и зависит от точности определения параметров на этапе поиска.

При работе СВС возможны как малые, нормальные ошибки, при наличии которых СФС входит в синхронизм за допустимое время, так и большие, anomальные ошибки, при наличии которых вхождение в синхронизм СФС за допустимое время не происходит. Малые ошибки характеризуются дисперсией оценок соответствующих параметров: частоты σ_Ω^2 , производной частоты $\sigma_\Omega'^2$, задержки σ_τ^2 и др. Anomальные ошибки характеризуются вероятностью их появления $P_{ан}$. Кроме того, показателями качества СВС как системы обнаружения являются также вероятности ложного обнаружения $P_{л.о}$ и вероятности пропуска сигнала $P_{пр}$.

При проектировании СВС следует дополнительно учитывать целый ряд показателей, определяющих надежность функционирования, технологичность изготовления, возможности автоматического управления и контроля работоспособности устройств. Данным требованиям в большей степени удовлетворяют цифровые СВС, при использовании которых необходимо учитывать ограничения по быстродействию цифровых схем, по потребляемой мощности, габаритным размерам и другим показателям.

Математический синтез СВС с учетом полного набора показателей качества и ограничений практически невозможен. Поэтому при синтезе структуры [26] учитывают обычно только один или два показателя, определяющие точность и достоверность ошибок, не принимая во внимание экономические и конструктивные показатели.

С точки зрения определения предельных возможностей цифровых СВС по точности представляют интерес оптимальная система и ее точностные характеристики.

4.2. ОПТИМАЛЬНАЯ ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ВХОЖДЕНИЯ В СВЯЗЬ

В условиях априорной неопределенности о вероятностной модели наблюдаемого процесса, когда нет сведений об априорных вероятностях наличия и отсутствия полезного сигнала и о законе распределения его полезных параметров, широко используют метод максимального правдоподобия (ММП) как метод синтеза оптимальной структуры оценки параметров [59]. Практическая

полезность результатов такого синтеза определяется тем, что качество оценок по ММП часто оказывается близким к качеству байесовских оценок, а структура устройства обработки получается существенно проще.

В общем виде задача синтеза оптимальной СВС ставится как задача синтеза оптимальной системы совместного обнаружения сигнала и оценивания его параметров [59], используемых при расчете начальных условий в СФС. При дискретном времени входная смесь представляется счетной последовательностью своих отсчетов, взятых через интервал временной дискретизации T_d . Будем полагать, что для представления отдельного отсчета выбирается такое число разрядов, что ошибками квантования в первом приближении можно пренебречь.

Среди всей совокупности параметров полезного сигнала, являющихся компонентами вектора Λ , часть параметров не используется СВС (такие, например, как амплитуда, начальная фаза и др.). В этом случае информативные параметры из вероятностной модели исключаются путем усреднения исходного отношения правдоподобия [37].

Большой практический интерес представляет структура оптимальной цифровой СВС, на вход которой поступает узкополосная входная смесь сигнала и шума $u_{\text{вх}}(t)$ с шириной спектра $\Delta f_{\text{вх}}$, существенно меньше центральной частоты f_ϕ . Полезный радиосигнал представим в виде:

$$u_c(t) = U_c(t; \Lambda_a) \cos[\omega_0 t + \varphi_c(t; \Lambda_\phi)], \quad (4.1)$$

где $U_c(t, \Lambda_a)$ — закон изменения амплитуды, определяемый вектором* параметров $\Lambda_a = (\Lambda_{a1}, \Lambda_{a2}, \dots)^T$; $\varphi_c(t, \Lambda_\phi)$ — закон изменения фазы, определяемый вектором параметров $\Lambda_\phi = (\Lambda_{\phi1}, \Lambda_{\phi2}, \dots)^T$; а узкополосный нормальный шум как

$$u_{\text{ш}}(t) = U_{\text{ш}}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{\text{ш}}(t)], \quad (4.2)$$

где $U_{\text{ш}}(t)$, $\varphi_{\text{ш}}(t)$ — амплитуда и относительная фаза шума.

Вся полезная информация о входной смеси $u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t)$ заключена в комплексной огибающей (см. § 1.2)

$$\tilde{U}_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}}(t) \exp[j\varphi_{\text{вх}}(t)]. \quad (4.3)$$

Преобразование $u_{\text{вх}}(t)$ в цифровую форму осуществляется с помощью АЦКП (см. рис. 1.4), на выходе которого в каждый дискретный момент $t_r = rT_d$ формируются выборочные значения квадратурных компонент $z_c[r]$, $z_s[r]$ ($r=0, R-1$). Совокупность всех $2R$ выборочных значений этих составляющих, полученных на интервале наблюдения $T_n = RT_d$, определяет вектор наблюдаемых отсчетов

$$\mathbf{z} = (z_c^T, z_s^T)^T = (z_c[0], \dots, z_c[R-1], z_s[0], \dots, z_s[R-1])^T$$

с многомерным нормальным законом распределения [37] $W_i(\mathbf{z})$; $i=0,1$. В качестве оценки максимального правдоподобия выбирается вектор Λ , при котором отношение правдоподобия $l(\Lambda) = W_1(\mathbf{z}/\Lambda)/W_0(\mathbf{z})$ достигает наибольшего значения. Здесь $W_1(\mathbf{z}/\Lambda)$ — плотность вероятности вектора \mathbf{z} при наличии полезного сигнала (гипотеза H_1) с вектором параметров Λ , $W_0(\mathbf{z})$ — плотность вероятности вектора \mathbf{z} в отсутствие сигнала (гипотеза H_0). Обычно вместо $l(\Lambda)$ используют его натуральный логарифм $\eta(\Lambda) = \ln l(\Lambda)$.

В частном случае, когда спектр шума симметричен относительно центральной частоты ω_ϕ , отдельные отсчеты квадратурных компонент независимы и имеют одинаковую дисперсию σ^2 , для $\eta(\Lambda)$ получаем

$$\eta(\Lambda) = \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{z}_c^T, \mathbf{z}_s^T) (\bar{\mathbf{z}}_c^T, \bar{\mathbf{z}}_s^T)^T - Q^2(\Lambda_a), \quad (4.4)$$

где $\bar{\mathbf{z}}_c$, $\bar{\mathbf{z}}_s$ — векторы средних значений квадратур входной смеси, т. е. квадратур сигнала (4.1) с составляющими:

* Верхний индекс T обозначает транспонирование.

$$\bar{z}_c[r] = \varepsilon_m U_c(t_r; \Lambda_a) \cos \varphi_c(t_r; \Lambda_\varphi);$$

$$\bar{z}_s[r] = \varepsilon_m U_c(t_r; \Lambda_a) \sin \varphi_c(t_r; \Lambda_\varphi);$$

$\varepsilon_m = 1/\Delta u$ — масштабный коэффициент АЦКП с многоуровневым квантованием;

$$Q^2(\lambda_a) = \frac{1}{2\sigma_u^2} \sum_{r=0}^{R-1} U_c^2(t_r, \Lambda_a) \quad (4.5)$$

— параметр, определяющий энергетическое отношение сигнал-шум за время наблюдения T_n .

Закон изменения относительной фазы полезного сигнала $\varphi_c(t_r; \Lambda_\varphi)$ удобно записать в виде

$$\varphi_c(t_r; \Lambda_\varphi) = \varphi_{c0} + \varphi_{c1}(t_r; \Lambda_{\varphi 1}),$$

выделив начальную фазу φ_{c0} и изменяющуюся часть относительной фазы $\varphi_{c1}(t_r; \Lambda_{\varphi 1})$, характер изменения которой определяется вектором $\Lambda_{\varphi 1}$. Тогда (4.4) можно записать как

$$\eta(\Lambda) = \frac{1}{\varepsilon_m \sigma_u^2} \rho(\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}) \cos \{ \varphi_{c0} - \Psi(\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}) \} - Q^2(\Lambda_a), \quad (4.6)$$

где

$$\begin{aligned} \rho(\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}) &= |\dot{G}(\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1})| \\ \Psi(\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}) &= \arg G(\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}) \\ \dot{G}(\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}) &= \sum_{r=0}^{R-1} \dot{z}_{bx}[r] U_c(t_r; \Lambda_a) \exp[-j\varphi_c(t_r; \Lambda_{\varphi 1})]. \end{aligned} \quad (4.7)$$

В качестве оценки по ММП выбирают вектор $\hat{\Lambda} = (\hat{\Lambda}_a^T, \hat{\varphi}_{c0}, \hat{\Lambda}_{\varphi 1}^T)^T$, обеспечивающий максимальное значение (4.6), т. е.

$$(\hat{\Lambda}_a^T, \hat{\Lambda}_{\varphi 1}^T)^T = \arg \max_{\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}} \left\{ \frac{1}{\varepsilon_m \sigma_u^2} \rho(\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}) - Q^2(\Lambda_a) \right\}, \quad (4.8)$$

$$\hat{\varphi}_{c0} = \Psi(\hat{\Lambda}_a, \hat{\Lambda}_{\varphi 1}). \quad (4.9)$$

Таким образом, основную операцию сводят к вычислению комплексных коэффициентов разложения последовательности отсчетов $\dot{z}_{bx}[r]$ по системе дискретных функций

$$\Phi(t_r, \Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}) = U_c(t_r; \Lambda_a) \exp[-j\varphi_{c1}(t_r, \Lambda_{\varphi 1})]$$

для всех возможных значений $\Lambda_a, \Lambda_{\varphi 1}$, а затем находят оценки ММП, удовлетворяющие (4.8) и (4.9). После получения оценки $\hat{\Lambda}$ проводят сравнение $\eta(\hat{\Lambda})$ с порогом $c_{пор}$, при превышении которого принимают решение о наличии сигнала.

Практически вычисления можно выполнить лишь для конечного числа векторов Λ . Отдельные составляющие изменяют дискретно с равномерным шагом в пределах диапазона неизвестности каждого частного параметра.

В общем случае при зависимых отсчетах $\dot{z}_{bx}[n]$ для получения оценок по ММП требуется дополнительное преобразование исходного процесса, учитывающее корреляционные связи между отдельными отсчетами.

4.3. ЦИФРОВЫЕ СПОСОБЫ ВХОЖДЕНИЯ В СВЯЗ ПО ЧАСТОТЕ

Задача вхождения в связь по частоте наиболее часто встречается на практике и возникает тогда, когда частота сигнала неизвестна, но на интервале наблюдения постоянна. Частотная расстройка $\Omega = 2\pi F$ может находиться в пределах заданного диапазона неопределенности $(-\pi\delta f_c, \pi\delta f_c)$. Будем также полагать, что амплитуда

сигнала U_c постоянна. В рассматриваемом случае вектор неизвестных параметров Λ имеет три компоненты:

$$\Lambda = (U_c, \varphi_{c0}, \Omega)^T,$$

т. е. векторы Λ_a и $\Lambda_{\varphi 1}$ вырождаются в скаляры. Поэтому

$$U_c(rT_d; \Lambda_a) = U_c; \quad \varphi_c(rT_d; \Lambda_\varphi) = \varphi_{c0} + \Omega r T_d.$$

Из (4.6) следует, что устройство, оптимальное по ММП, должно вырабатывать оценки, обеспечивающие максимум

$$\eta(U_c, \varphi_{c0}, \Omega) = \frac{U_c}{\varepsilon_m \sigma_u^2} Z_{\text{вх}}(\Omega) \cos\{\varphi_{c0} - \Psi_1(\Omega)\} - \frac{U_c}{2\sigma_u^2}, \quad (4.10)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Z_{\text{вх}}(\Omega) &= |\dot{Z}_{\text{вх}}(\Omega)|; \quad \Psi_1(\Omega) = \arg \dot{Z}_{\text{вх}}(\Omega); \\ \dot{Z}_{\text{вх}}(\Omega) &= \frac{1}{R} \sum_{r=0}^{R-1} \dot{z}_{\text{вх}}[r] e^{-j\Omega r T_d} = \frac{\dot{G}(U_c, \Omega)}{R U_c} \end{aligned} \right\}, \quad (4.11)$$

и поэтому

$$\hat{\Omega} = \arg \max_{\Omega} Z_{\text{вх}}(\Omega); \quad \hat{\varphi}_{c0} = \Psi_1(\hat{\Omega}); \quad \hat{U}_c = Z_{\text{вх}}(\hat{\Omega}) / \varepsilon_m.$$

Таким образом, основная вычислительная процедура заключается в разложении согласно (4.11) комплексного входного сигнала $\dot{z}_{\text{вх}}[r]$ по системе дискретных экспоненциальных функций, т. е. в проведении спектрального анализа отсчетов комплексной огибающей [54]. Полученные оценки имеют наивысшую точность; их дисперсии согласно [13,56]:

$$\sigma_{\hat{\Omega}}^2 = \frac{6N_0}{P_c T_n^3}; \quad \sigma_{\hat{\varphi}}^2 = \frac{N_0}{P_c T_n}; \quad \sigma_{\hat{u}}^2 = \frac{N_0}{T_n}, \quad (4.12)$$

где $N_0 = \sigma_u^2 / 2\Delta f_\Phi$; $2\Delta f_\Phi$ — эквивалентная энергетическая полоса полосового фильтра перед АЦКП.

Последовательность конечной длины из R отсчетов можно представить рядом Фурье, состоящим из спектральных составляющих с частотами $\Omega_p = p(2\pi/T_n)$. Тогда $\dot{Z}_{\text{вх}}(\Omega)$ по (4.11) находят для дискретного ряда частот

$$\dot{Z}_{\text{вх}}[p] = \dot{Z}_{\text{вх}}(\Omega_p) = \frac{1}{R} \sum_{r=0}^{R-1} \dot{z}_{\text{вх}}[r] e^{-j \frac{2\pi p r}{R}}. \quad (4.13)$$

Соотношение (4.13) носит название дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Последовательность коэффициентов $\dot{Z}_{\text{вх}}[p]$ является периодической с периодом R , и поэтому вычисления проводят для $p=0, R-1$.

Отдельное значение $\dot{Z}_{\text{вх}}[p]$ можно рассматривать как выходной сигнал полосового фильтра, настроенного на частоту Ω_p . Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра имеет вид [56]:

$$K_Z(\Omega) = \left| \frac{\sin[R(\Omega - \Omega_p)T_d/2]}{R \sin[(\Omega - \Omega_p)T_d/2]} \right| \quad (4.14)$$

и представляет собой периодическую функцию с периодом по оси частот $2\pi/T_d$. Оптимальное устройство состоит из R подобных фильтров с центральными частотами Ω_p , равномерно расположенными в диапазоне $2\pi\delta f_c$.

Для количественной оценки характеристик помехоустойчивости [17,56] следует допустить, что частотная расстройка Ω может принимать одно из R возможных значений Ω_p . Тогда рассматриваемая задача сводится к известной задаче оптимального обнаружения и распознавания R сигналов с равной энергией [17,27]. В этом случае можно выбрать необходимое энергетическое отношение сигнал-шум в системе из соотношения [27]:

$$P_c T_n / N_0 = \sqrt{\ln R + \ln 1/P_{лo}} + \sqrt{\ln 1/P_{пр}}. \quad (4.15)$$

Соотношение (4.15) справедливо при $P_{лo} \ll 1$ и $P_{пр} \ll 1$.

Заданная вероятность $P_{лo}$ обеспечивается выбором порога Z_n , с которым сравнивается максимальный уровень $Z_{вх}(\Omega_p)$. В отсутствие полезного сигнала выходной уровень отдельного фильтра распределен по закону Рэлея и поэтому для выбора Z_n можно использовать соотношение

$$Z_n \approx \sqrt{-(2N_0/T_n) \ln(P_{лo}/R)}. \quad (4.16)$$

При наличии полезного сигнала с частотой Ω_p выход фильтра, настроенного на эту частоту, имеет обобщенный закон распределения Рэлея—Райса [37]. При большом энергетическом отношении закон Рэлея—Райса можно аппроксимировать нормальным законом, а вероятность пропуска мала и определяется соотношением

$$P_{пр} \approx \Phi(Z_n T_n / N_0 - \sqrt{2P_c T_n / N_0}). \quad (4.17)$$

Для оценки вероятности «искажений» $P_{иск}$ — пропуска и неправильного выбора фильтра — при тех же условиях можно воспользоваться неравенством [27]:

$$P_{пр} \leq P_{иск} \leq P_{пр} + P_{лo}(1 - 1/R). \quad (4.18)$$

Главное отличие рассмотренной модели от реальной ситуации в том, что частота полезного сигнала может принимать любое значение в диапазоне δf_c . Так, если частота расстройки Ω не совпадает с частотой настройки Ω_p фильтра $|\Omega - \Omega_p| \neq 0$, то уровень выходного сигнала уменьшается в соответствии с (4.14).

При $|\Omega - \Omega_p| = \frac{\pi}{T_n}$ уровень на выходе $Z_{вх}(\Omega_p)$ уменьшается в $\pi/2$ раз и поэтому энергетическое отношение, полученное из (4.15), следует увеличить в 2,5 раза. Кроме того, сигналы на выходах отдельных фильтров не являются строго ортогональными (при $\Omega \neq \Omega_p$). Однако коэффициент корреляции между отдельными сигналами уменьшается с увеличением $|\Omega - \Omega_p|$ и имеет место приближенная ортогональность [17]. Если же выбран фильтр, частота которого Ω_p близка к Ω , даже если он и не является ближайшим по частоте, то значимость такой ошибки будет меньше. Далее необходимо учитывать, что даже при правильном выборе фильтра нельзя точно указать значение частоты сигнала. Это связано с конечным значением интервала $\Delta\Omega_1$ между частотами настройки фильтров, что приводит к появлению ошибки дискретности. Ошибка дискретности имеет равномерный закон распределения на частотном интервале $\Delta\Omega_1 = 2\pi/T_n$, поэтому для дисперсии оценки частоты имеем

$$\sigma_\Omega^2 = \Delta\Omega_1^2/12.$$

При уменьшении интервала $\Delta\Omega_1$ точность измерения частоты в соответствии с данной формулой повышается. Однако дисперсия оценки σ_Ω^2 не может быть меньше значения, определяемого формулой (4.12), поскольку при малых $\Delta\Omega_1$ нельзя все ошибки, связанные с неправильным выбором фильтра, считать аномальными, их появление следует учитывать соответствующим увеличением дисперсии [56].

При прямом расчете по (4.11) для вычисления отдельной составляющей $Z_{вх}(\Omega_p)$ требуется выполнить R умножений и $(R-1)$ сложений комплексных чисел. Поскольку обычно $R \gg 1$, будем полагать, что для вычисления одной компоненты требуется выполнить R операций комплексного сложения-умножения. Для вычисления всех компонент необходимо провести R^2 операций комплексного сложения-умножения. Были разработаны [23, 39, 54 и др.] эффективные алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ), которые используют разнообразные методы сокращения общего числа операций при расчете ДПФ и позволяють существенно ускорять его вычисление. Использование БПФ в некоторых представляющих практический интерес случаях позволяет сокращать вычисление ДПФ в 100 и более раз по сравнению с методом прямого расчета.

С другой стороны, широкое распространение на практике получили аппаратные методы получения коэффициентов ДПФ.

4.3.1. Алгоритмы БПФ в задачах вхождения в связь по частоте

Общий подход к построению различных алгоритмов БПФ основан на операции представления одномерного массива отсчетов комплексного входного сигнала $\dot{z}_{\text{вх}}[r]$ двумерным массивом [54]. Для этого необходимо, чтобы общее число отсчетов R в исходном массиве было составным числом. Тогда R можно представить в виде произведения, как минимум, двух сомножителей: $R = ML$.

Из исходного одномерного массива строим двумерный массив, содержащий M столбцов и L строк. Входные отсчеты нумеруем по строкам и столбцам. Текущий номер столбца обозначим через $m=0, M-1$, а текущий номер строки — через $l=0, L-1$. Тогда если в одномерном массиве входной отсчет имеет номер r , то в двумерном массиве он располагается в столбце и строке с номерами m и l , удовлетворяющими соотношению

$$r = Ml + m. \quad (4.19)$$

Результаты вычисления ДПФ представляем также в форме двумерного массива, т. е. значение компоненты с номером p располагаем в столбце с номером $q=0, M-1$ и в строке с номером $s=0, L-1$, удовлетворяющими соотношению

$$p = Lq + s. \quad (4.20)$$

Коэффициенты одномерного ДПФ $\dot{Z}_{\text{вх}}[p]$ можно найти путем преобразования массива $\dot{z}_{\text{вх}}[r] = \dot{z}_{\text{вх}}[l, m]$. Обозначив ядро преобразования (4.13) через

$$\dot{W}_R = \exp[-j(2\pi/R)] \quad (4.21)$$

и подставив (4.19) и (4.20), соотношение (4.13) можно преобразовать к следующему виду:

$$\dot{Z}_{\text{вх}}[s, q] = \frac{1}{R} \sum_{m=0}^{M-1} \dot{W}_R^{Lmq} \dot{W}_R^{ms} \sum_{l=0}^{L-1} \dot{z}_{\text{вх}}[l, m] \dot{W}_R^{Msl}. \quad (4.22)$$

Эта формула определяет последовательность вычислений:

1) найти L -точечные ДПФ всех M столбцов исходного массива

$$\dot{Q}[s, m] = \sum_{l=0}^{L-1} \dot{z}_{\text{вх}}[l, m] \dot{W}_R^{Msl} = \sum_{l=0}^{L-1} \dot{z}_{\text{вх}}[l, m] \dot{W}_L^{sl} \quad (4.23)$$

с ядром преобразования \dot{W}_L для всех значений $m=0, M-1$;

2) рассчитать элементы нового массива

$$\dot{h}[s, m] = \dot{W}_R^{ms} \dot{Q}[s, m], \quad (4.24)$$

т. е. провести умножение элементов $\dot{Q}[s, m]$, полученных на первом шаге, на поворачивающие множители \dot{W}_R^{ms} ;

3) вычислить M -точечные ДПФ всех строк двумерного массива $\dot{h}[s, m]$ с ядром преобразования $\dot{W}_R^L = \dot{W}_M^{mq}$:

$$\dot{Z}[s, q] = R \dot{Z}_{\text{вх}}[s, q] = \sum_{m=0}^{M-1} \dot{h}[s, m] \dot{W}_M^{mq}. \quad (4.25)$$

Следует отметить, что исходная последовательность отсчетов располагается в порядке возрастания их номеров в двумерный массив вдоль его строк, а результаты ДПФ — в двумерном массиве вдоль столбцов. ДПФ строк (или столбцов) двумерного массива можно выполнить по аналогичной схеме, если M (или L) является, в свою очередь, составным числом $M = M_1 \cdot L_1$. Поэтому

данную процедуру вычислений можно использовать многократно в зависимости от числа сомножителей числа R .

Другую процедуру БПФ можно получить, если изменить порядок суммирования, что дает

$$\dot{Z}[s, q] = \sum_{l=0}^{L-1} \dot{W}_L^{ls} \sum_{m=0}^{M-1} \dot{z}_{\text{вх}}[l, m] \dot{W}_R^{ms} \dot{W}_M^{qm}. \quad (4.26)$$

В целом методика вычислений по (4.26) аналогична рассмотренной методике по (4.22), но отдельные преобразования производятся в другом порядке. Указанные отличия связаны с известными принципами построения БПФ на основе прореживания по времени и по частоте [23, 54].

Общее число операций комплексного сложения — умножения для составного $R = \prod_{i=1}^J R_i$, где R_i — простые числа (и не равные 2) можно рассчитать по формуле [54]

$$C_J = R \left(\sum_{i=1}^J R_i + J - 1 \right). \quad (4.27)$$

Из (4.27) следует, что выигрыш в числе операций по сравнению с прямым расчетом, когда требуется R^2 операций, растет с ростом R и ростом J — числа сомножителей, на которые можно разложить R . Наиболее эффективны алгоритмы БПФ при объемах выборки R , являющимися степенью 2 или 4 [54].

Алгоритмы БПФ с основанием 2. Данные алгоритмы были впервые предложены Кули и Тьюки и получили широкое применение на практике [23, 54, 64]. В основе алгоритма лежит базовая операция вычисления двухточечного ДПФ, которую часто называют «бабочкой».

При вычислениях по схеме, определяемой (4.22), выбираем $M=2$ и из (4.24), (4.25) получаем соотношения

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}[s, 0] &= \dot{Q}[s, 0] + \dot{W}_R^s \dot{Q}[s, 1]; \\ \dot{Z}[s, 1] &= \dot{Q}[s, 0] - \dot{W}_R^s \dot{Q}[s, 1]; \end{aligned} \right\} \quad s = \overline{0, L-1}, \quad (4.28)$$

которые определяют базовую операцию алгоритма БПФ с прореживанием по времени. На рис. 4.1 представлен направленный граф «бабочки», определяемый (4.28). Базовую операцию выполняем для всех $L=R/2$ строк двумерного массива $\dot{Q}[s, m]$, столбцы которого представляют БПФ столбцов исходного двумерного массива $\dot{z}_{\text{вх}}[l, m]$. В свою очередь, ДПФ столбцов можно выполнить по аналогичной схеме, если L является четным числом, и т. д. Таким образом, весь вычислительный процесс можно разбить на $v = \log_2 R$ этапов. На каждом этапе последовательность, представляющая столбец двумерного массива, полученного на предыдущем этапе, разбивается на две последовательности, содержащие элементы с четными и нечетными номерами. Для вычислений по данной схеме необходимо, чтобы входная последовательность была расположена в последовательных ячейках памяти в двоично-инверсном порядке. Тогда вычисления можно проводить с замещением, располагая промежуточные результаты в тех же ячейках памяти. На последнем этапе вычислений получается выходная последовательность коэффициентов в прямом порядке. Двоично-инверсный порядок получается, если записать порядковые номера элементов входной последовательности в двоичном коде из v двоичных разрядов, а затем записать эти разряды в обратном порядке:

$$\begin{aligned} r \sim (r_{v-1}, r_{v-2}, \dots, r_1, r_0) &\rightarrow r_n \sim \\ &\sim (r_0, r_1, \dots, r_{v-2}, r_{v-1}), \end{aligned}$$

где r — порядковый номер входного отсчета, а r_n — двоично-инверсный номер этого отсчета.

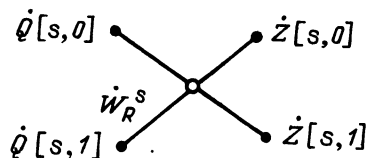


Рис. 4.1. Направленный граф базовой операции «бабочка»

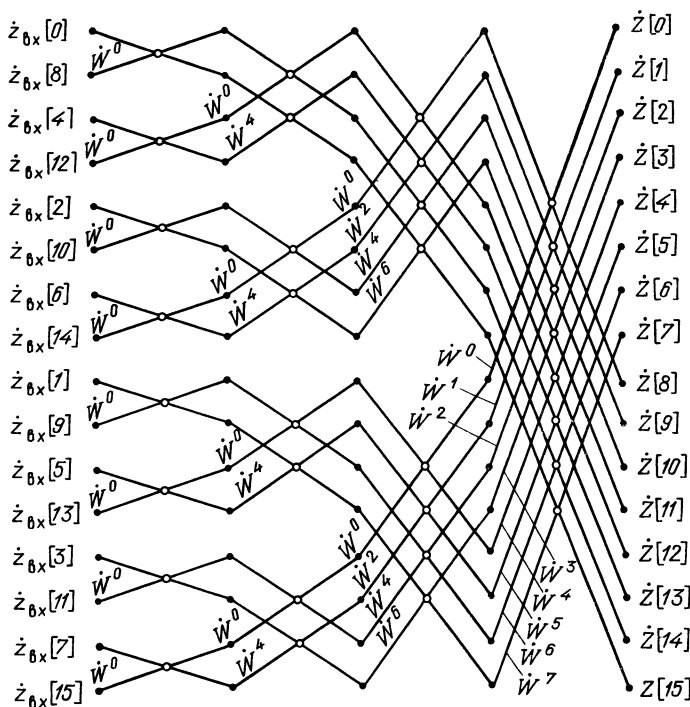


Рис. 4.2. Направленный граф для вычисления БПФ при $R=16$

Двоичную инверсию осуществляют с помощью соответствующего алгоритма. Достаточно эффективный алгоритм двоичной инверсии — алгоритм, предложенный Рейдером [54]. Вычисления проводят по замкнутой схеме, начиная с элемента с нулевым номером. Результатом каждого шага является следующий элемент входной последовательности.

Для иллюстрации на рис. 4.2 представлен направленный граф для вычисления БПФ при $R=16$. Вычисления проводятся за 4 этапа. На каждом этапе выполняется по 8 двухточечных преобразований в соответствии с базовой операцией. Результаты ДПФ получаются после выполнения операций на последнем (четвертом) этапе, когда с помощью базовых операций выполняется 16-точечное ДПФ над результатами, полученными на третьем этапе. На третьем этапе с помощью базовых операций выполняются два 8-точечных ДПФ, на втором — четыре 4-точечных ДПФ, на первом — восемь двухточечных ДПФ. Поскольку на каждом этапе размерность ДПФ изменяется в 2 раза, необходимо использовать соответствующее ядро преобразования, определяемое числом точек аналогично (4.21). На рис. 4.2 указаны весовые множители, выраженные через ядро преобразования 16-точечного ДПФ W , а также входные отсчеты, расположенные в последовательных ячейках памяти двоично-инверсным порядком.

В [23, 39, 44, 52, 54, 64] достаточно подробно рассмотрены алгоритмы ДПФ и методы их реализации на универсальных ЦВМ и специализированных цифровых вычислителях, построенных на современной элементной базе — цифровых интегральных микросхемах и микропроцессорах.

Общее число операций комплексного умножения при R -точечном БПФ с основанием 2 (за исключением умножения на простейшие множители ± 1 и $\pm j$) определяется формулой [54]

$$C_v = \frac{R}{2} v - \frac{3}{2} R + 2.$$

Алгоритмы ДПФ, основанные на вычислении циклической свертки. Достаточно эффективный метод вычисления ДПФ был предложен Рейдером [39] для случая, когда объем выборки R — простое число. Этот способ основан на сведении ДПФ к циклической свертке перестановкой входных и выходных отсчетов. С этой целью используют отображение индексов, заменяющее умножение индексов по модулю R на сложение индексов по модулю $R-1$.

Соответствие между новым индексом m и исходным индексом r записывается как

$$r = \alpha^m \bmod R; \quad m = \overline{0, R-2}; \quad r = \overline{1, R-1}; \quad \alpha^{R-1} = 1 \bmod R, \quad (4.29)$$

где α — первообразный корень множества целых чисел $\{1, 2, \dots, R-1\}$, образующих циклическую группу с операцией умножения по модулю R .

ДПФ исходной последовательности $\dot{z}_{\text{вх}}[r]$ можно получить как

$$\dot{Z}[0] = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{z}_{\text{вх}}[r]; \quad \dot{Z}[p] = \dot{Z}[0] + \dot{Z}'[p],$$

где

$$\dot{Z}'[p] = \sum_{r=1}^{R-1} \dot{z}_{\text{вх}}[r] \dot{W}_R^p. \quad (4.30)$$

Когда (4.29) применяют к индексам входных и выходных отсчетов, соотношение (4.30) принимает вид

$$\dot{Z}'[\alpha^l] = \sum_{m=0}^{R-2} \dot{z}_{\text{вх}}[\alpha^m] W_R^{\alpha^{l \cdot m}}; \quad l = \overline{0, R-2}. \quad (4.31)$$

В (4.31) показатели степени α вычисляют по модулю $R-1$. Если в (4.3) изменить знак m на обратный, что соответствует фиксации $\dot{z}_{\text{вх}}[\alpha^0]$ и обращению порядка следования остальных слагаемых, то получим

$$\dot{Z}'[\alpha^l] = \sum_{m=0}^{R-2} \dot{z}_{\text{вх}}[\alpha^{-m}] W_R^{\alpha^{l \cdot (-m)}}; \quad l = \overline{0, R-2}, \quad (4.32)$$

где показатели степени α должны быть положительными и их также следует брать по модулю $R-1$.

Соотношение (4.32) представляет циклическую свертку исходной последовательности, в которой порядок следования отдельных отсчетов изменен, и весовой функции $W_R^{\alpha^n}$. В общем виде циклическая свертка [39, 44, 54] последовательности $x[r]$ с последовательностью $h[r]$, где $r = \overline{0, R-1}$, определяется соотношением

$$y[m] = \sum_{r=0}^{R-1} x[r] h[m-r]; \quad m = \overline{0, R-1}, \quad (4.33)$$

в котором индекс весовой функции $l = m-r$ берется по модулю R . Известно [54], что z -преобразование последовательности $y[m]$ можно найти как

$$Y(z) = H(z) X(z) \bmod (z^R - 1),$$

где $H(z)$ и $X(z)$ представляют z -преобразования весовой функции и входной последовательности.

Поэтому для получения циклической свертки необходимо найти R коэффициентов полинома $Y(z)$. Если $P(z) = z^R - 1$ можно представить в виде произведения K неприводимых множителей

$$P(z) = z^R - 1 = \prod_{i=1}^K Q_i(z), \quad (4.34)$$

то, согласно теореме Винограда [39], минимальное число умножений, необходимое для вычисления циклической свертки двух последовательностей длины R , равно $2R - K$.

Для сравнительно небольших значений R наиболее эффективным способом вычисления коротких свертки является способ, основанный на полиномиальной форме китайской теоремы об остатках [39, 44]. Данная теорема утверждает, что если полином $P(z)$ может быть представлен в виде (4.34), то полином $Y(z)$, взятый по модулю $P(z)$, может быть восстановлен по полиномиальным вычетам

$$Y_i(z) \equiv Y(z) \bmod Q_i(z)$$

с помощью соотношения

$$Y(z) = \sum_{i=1}^K R_i(z) Y_i(z) \bmod P(z), \quad (4.35)$$

где вспомогательные полиномы $R_i(z)$ удовлетворяют сравнению

$$R_i(z) \equiv \delta_{ik} \bmod Q_i(z); \quad k = \overline{1, K}; \quad (4.36)$$

а

$$\delta_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{при } i=k; \\ 0 & \text{при } i \neq k; \end{cases}$$

— дельта-символ Кронекера.

Задача нахождения $R_i(z)$ решается с помощью алгоритма Евклида [39].

Применительно к задаче нахождения циклической свертки

$$\left. \begin{aligned} Y_i(z) &= H_i(z) X_i(z) \bmod Q_i(z); \quad i = \overline{1, K}; \\ H_i(z) &= H(z) \bmod Q_i(z); \quad X_i(z) = X(z) \bmod Q_i(z). \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

Пример 4.1. Пусть $R=5$. Тогда ДПФ последовательности $\dot{z}_{\text{вх}}[r]$, где $r = \overline{0, 4}$, определяется как

$$\dot{Z}[p] = \sum_{r=0}^4 \dot{z}_{\text{вх}}[r] \dot{W}_5^p; \quad p = \overline{0, 4}; \quad \dot{W}_5 = \exp(-j2\pi/5).$$

Компоненту $\dot{Z}[0]$ находят отдельно

$$\dot{Z}[0] = \sum_{r=0}^4 \dot{z}_{\text{вх}}[r],$$

а для получения $\dot{Z}[p]$ для всех $p > 0$ предварительно находят

$$\dot{Z}'[p] = \sum_{r=1}^4 \dot{z}_{\text{вх}}[r] \dot{W}_5^p; \quad p = 1, 2, 3, 4.$$

Тогда $\dot{Z}[p] = \dot{Z}'[p] + \dot{Z}[0]$.

Для циклической группы $\{1, 2, 3, 4\}$ с операцией умножения по модулю 5 существует первообразный корень $\alpha=2$, и тогда можно найти последовательность новых индексов на основе соответствия (4.29). Применяя данное преобразование к индексам входных и выходных отсчетов, а затем обращая порядок следования входных и выходных отсчетов (кроме первого), согласно (4.31) имеем

$$\begin{pmatrix} \dot{Z}'[1] \\ \dot{Z}'[2] \\ \dot{Z}'[4] \\ \dot{Z}'[3] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{W}_5 & \dot{W}_5^3 & \dot{W}_5^4 & \dot{W}_5^2 \\ \dot{W}_5^2 & \dot{W}_5 & \dot{W}_5^3 & \dot{W}_5^4 \\ \dot{W}_5^4 & \dot{W}_5^2 & \dot{W}_5 & \dot{W}_5^3 \\ \dot{W}_5^3 & \dot{W}_5^4 & \dot{W}_5^2 & \dot{W}_5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{z}_{\text{вх}}[1] \\ \dot{z}_{\text{вх}}[3] \\ \dot{z}_{\text{вх}}[4] \\ \dot{z}_{\text{вх}}[2] \end{pmatrix}.$$

Легко заметить, что последовательность $y[m] = \dot{Z}'[2^m]$ получается в результате циклической свертки последовательности $x[m] = \dot{z}_{\text{вх}}[2^{-m}]$ с последовательностью отсчетов весовой функции $h[m] = \dot{W}_5^{-m}$, где $m = 0, 1, 2, 3$.

Запишем z -преобразования последовательностей $h[m]$ и $x[m]$ как

$$H(z) = h[0] + h[1]z + h[2]z^2 + h[3]z^3;$$

$$X(z) = x[0] + x[1]z + x[2]z^2 + x[3]z^3.$$

Для данного случая полином $P(z) = z^4 - 1$ может быть представлен в виде произведения взаимно простых полиномов $Q_1(z) = z + 1$; $Q_2(z) = z - 1$; $Q_3(z) = z^2 + 1$. Полиномиальные вычеты $H(z)$ определяются как

$$H_1(z) \equiv H(z) \bmod Q_1(z) \equiv H(z)|_{z=-1} = h[0] - h[1] + h[2] - h[3] = h_{10};$$

$$H_2(z) \equiv H(z) \bmod Q_2(z) \equiv H(z)|_{z=1} = h[0] + h[1] + h[2] + h[3] = h_{20};$$

$$H_3(z) \equiv H(z) \bmod Q_3(z) \equiv H(z)|_{z^2=-1} = \{h[0] - h[2]\} + \{h[1] - h[3]\}z = h_{30} + h_{31}z,$$

где h_{ik} — коэффициент полинома, представляющего i -й вычет, при z^k .

Аналогично находят полиномиальные вычеты $x_i(z)$ с коэффициентами x_{ik} . Полиномы

$$R_1(z) = -\frac{1}{4}(z^3 - z^2 + z - 1); \quad R_2(z) = \frac{1}{4}(z^3 + z^2 + z + 1); \quad R_3(z) = -\frac{1}{2}(z^2 - 1),$$

как легко убедиться, удовлетворяют (4.36). По (4.37) определяют полиномы $Y_1(z) = y_{10} = h_{10}x_{10}$; $Y_2(z) = y_{20} = h_{20}x_{20}$; $Y_3(z) = y_{30} + y_{31}z = (h_{30}x_{30} - h_{31}x_{31}) + (h_{31}x_{30} + h_{30}x_{31})z$.

Для получения $Y_1(z)$ и $Y_2(z)$ требуется выполнить по одному умножению. Для вычисления коэффициентов y_{30} и y_{31} полинома $Y_3(z)$ удобно сначала вычислить

$$\beta_1 = (h_{30} - h_{31})(x_{31} - x_{30}); \quad \beta_2 = h_{30}x_{30}; \quad \beta_3 = h_{31}x_{31},$$

и тогда эти коэффициенты определяются как

$$y_{30} = \beta_2 - \beta_3, \quad y_{31} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3.$$

Следовательно, для получения вычетов $Y_1(z)$, $Y_2(z)$, $Y_3(z)$ полинома $Y(z)$ требуется выполнить пять умножений, что совпадает с необходимым числом умножений по теореме Винограда для $R=4$ и $K=3$ ($2R-K=5$).

Полученные результаты подставим в (4.35) и найдем

$$Y(z) = y[0] + y[1]z + y[2]z^2 + y[3]z^3 \equiv y_{10}R_1(z) + y_{20}R_2(z) + (y_{30} + y_{31}z)R_3(z) \bmod (z^4 - 1).$$

При практической реализации данного алгоритма целесообразно также минимизировать число сложений. Коэффициенты h_{ik} содержат отсчеты весовой функции. Учитывая, что $\dot{W}_5 = \cos \frac{2\pi}{5} - j \sin \frac{2\pi}{5}$, имеем:

$$h_{10} = 2(\cos \varphi - \cos 2\varphi); \quad h_{20} = 2(\cos \varphi + \cos 2\varphi);$$

$$h_{30} = -2j \sin \varphi; \quad h_{31} = -2j \sin 2\varphi,$$

где $\varphi = 2\pi/5$.

Заметим, что коэффициенты h_{ik} — либо мнимые, либо действительные.

Записывая выражения для x_{ik} через входные последовательности, получаем алгоритм вычислений, который можно разделить на три этапа:

на первом производятся входные сложения и вычисляются величины

$$s_1 = \dot{z}_{\text{вх}}[1] + \dot{z}_{\text{вх}}[4]; \quad s_2 = \dot{z}_{\text{вх}}[1] - \dot{z}_{\text{вх}}[4]; \quad s_3 = \dot{z}_{\text{вх}}[3] + \dot{z}_{\text{вх}}[2]; \quad s_4 = \dot{z}_{\text{вх}}[3] - \dot{z}_{\text{вх}}[2];$$

$$s_5 = s_1 + s_3; \quad s_6 = s_1 - s_3; \quad s_7 = s_2 + s_4; \quad s_8 = s_2 - s_4 + \dot{z}_{\text{вх}}[0].$$

На втором — производятся умножения на заранее вычисленные множители и находятся

$$q_0 = 1 \cdot s_8; \quad q_1 = \left(\frac{\cos \varphi + \cos 2\varphi}{2} - 1 \right) s_5; \quad q_2 = \frac{\cos \varphi - \cos 2\varphi}{2} s_6;$$

$$q_3 = j(\sin \varphi + \sin 2\varphi) s_2; \quad q_4 = j \sin 2\varphi s_7; \quad q_5 = j(\sin \varphi - \sin 2\varphi) s_4.$$

На третьем — производятся выходные сложения и в результате определяются компоненты ДПФ:

$$s_9 = q_0 + q_1; \quad s_{10} = s_9 + q_2; \quad s_{11} = s_9 - q_2; \quad s_{12} = q_4 - q_3;$$

$$s_{13} = q_4 + q_5; \quad s_{14} = s_{10} + s_{12}; \quad s_{15} = s_{10} - s_{12}; \quad s_{16} = s_{11} - s_{13}; \quad s_{17} = s_{11} + s_{13};$$

$$\dot{Z}[0] = q_0; \quad \dot{Z}[1] = s_{14}; \quad \dot{Z}[2] = s_{16}; \quad \dot{Z}[3] = s_{17}; \quad \dot{Z}[4] = s_{15}.$$

Таким образом, для вычисления пятиточечного ДПФ с использованием алгоритма быстрой свертки требуется пять умножений и 17 сложений. Поскольку множители являются чисто действительными или мнимыми, для получения числа операций над действительными числами приведенные данные следует удвоить. Поэтому в данном случае потребуется выполнить 10 умножений и 34 сложения действительных чисел. Для сравнения отметим, что при вычислении по прямой схеме необходимо выполнить 16 умножений (без учета умножения на 1) и 20 сложений комплексных чисел, т. е. 64 умножения и 40 сложений действительных чисел.

Алгоритмы вычисления ДПФ коротких последовательностей могут быть записаны в матричном виде следующим образом:

$$\dot{Z} = \mathbf{A} \mathbf{D} \mathbf{B} \dot{z},$$

где \dot{z} — вектор входных отсчетов; \mathbf{B} — матрица размера $\mu \times R$, описывающая сложения элементов входного массива; \mathbf{D} — диагональная матрица множителей размера $\mu \times \mu$; \mathbf{A} — матрица размера $R \times \mu$, описывающая выходные сложения; \dot{Z} — вектор результатов ДПФ.

Запись матриц в виде сумм приводит к представлению

$$\dot{Z}[p] = \sum_{l=0}^{\mu-1} a_{pl} d_l \sum_{r=0}^{R-1} b_{lr} \dot{z}_{\text{вх}}[r], \quad (4.38)$$

где a_{pl} , d_l , b_{lr} — элементы матриц \mathbf{A} , \mathbf{D} , \mathbf{B} соответственно. В общем случае $\mu > R$.

Можно ДПФ свести также к циклической свертке, когда длина последовательности равна степени простого числа, т. е. $R = p^v$, $p \neq 2$ [39]. Для этого необходимо из множества $\{1, 2, \dots, R-1\}$ удалить все элементы, содержащие множитель p . Оставшееся число элементов определяется функцией Эйлера $\varphi(p^v) = p^{v-1}(p-1)$. Оставшиеся элементы образуют циклическую группу, и поэтому можно получить циклическую свертку длины $p^{v-1}(p-1)$ аналогичным способом, как показано выше. Далее остается вычислить два ДПФ длиной p^{v-1} , которые, в свою очередь, могут быть найдены с помощью двух сверток длины $p^{v-2}(p-1)$ и т. д.

Так, для вычисления ДПФ при $R=9$ необходимо вычислить циклическую свертку длины 6 и два трехточечных ДПФ, которые вычисляются с помощью двухточечных циклических сверток.

Для больших значений R алгоритмы вычисления циклической свертки с минимальным числом умножений становятся достаточно сложными. Однако, если $R = R_1 R_2 \dots R_k$, где все R_j — попарно взаимно простые, возможно преобразовать одномерные массивы входных и выходных отсчетов на основе китайской теоремы об остатках для рациональных чисел [39] в многомерные. В частности, при $R = R_1 R_2$ взаимно однозначное соответствие между индексами входных отсчетов представляется как $r \rightarrow (r_1, r_2)$, где

$$r_1 = r \bmod R_1, \quad r_2 = r \bmod R_2.$$

Китайская теорема об остатках для рациональных чисел утверждает, что существует единственное представление r через вычеты r_1 и r_2 вида

$$r \equiv Q_1 R_2 r_1 + Q_2 R_1 r_2 \bmod R,$$

где $Q_1 R_2 \equiv 1 \pmod{R_1}$; $Q_2 R_1 \equiv 1 \pmod{R_2}$, т. е. Q_i является величиной, обратной к R_j по модулю $R_i (i \neq j)$.

Таким же образом можно определить взаимно-однозначное отображение и для выходных отсчетов. Далее следует изменить порядок следования входных и выходных отсчетов, располагая их в лексиграфическом порядке изменения двумерного индекса подобно тому, как размещаются слова в словаре. При этом вначале следует зафиксировать $r_1=0$ и последовательно расположить отсчеты, соответствующие $r_2=0, 1, 2, \dots$, затем взять $r_1=1$ и далее поставить отсчеты с $r_2=0, 1, 2, \dots$ и т. д. Такая перестановка приводит к соответствующей перестановке строк и столбцов исходной матрицы циклической свертки. В результате образуется блочная циклическая матрица размера $R_1 \times R_1$, элементами которой являются циклические матрицы размера $R_2 \times R_2$. Тем самым вычисление R -точечной циклической свертки сводится к вычислению R_1 и R_2 -точечных свертки (алгоритм Агарвала-Кули [39]).

Пример 4.2. Рассмотрим алгоритм вычисления 6-точечной свертки. Возьмем $R_1=2$, $R_2=3$. Каждому индексу одномерного массива $r=0, \dots, 5$ поставим в соответствие пару индексов двумерного массива (r_1, r_2) , где $r_1=r \pmod{2}$; $r_2=r \pmod{3}$. Тогда имеем взаимно-однозначное отображение

$$\begin{aligned} 0 &\rightarrow (0,0); & 1 &\rightarrow (1,1); & 2 &\rightarrow (0,2); \\ 3 &\rightarrow (1,0); & 4 &\rightarrow (0,1); & 5 &\rightarrow (1,2). \end{aligned}$$

Располагая входные и выходные отсчеты в лексиграфическом порядке, имеем

$$\begin{pmatrix} y[0] \\ y[4] \\ y[2] \\ y[3] \\ y[1] \\ y[5] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h[0] & h[2] & h[4] & h[3] & h[5] & h[1] \\ h[4] & h[0] & h[2] & h[1] & h[3] & h[5] \\ h[2] & h[4] & h[0] & h[5] & h[1] & h[3] \\ h[3] & h[5] & h[1] & h[0] & h[2] & h[4] \\ h[1] & h[3] & h[5] & h[4] & h[0] & h[2] \\ h[5] & h[1] & h[3] & h[2] & h[4] & h[0] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x[0] \\ x[4] \\ x[2] \\ x[3] \\ x[1] \\ x[5] \end{pmatrix}.$$

Матрица преобразования имеет блочно-циклическую структуру и размер 2×2 . Отдельные блоки этой матрицы представляют собой циклические матрицы размера 3×3 . Если теперь обозначить

$$\mathbf{Y}_0 = (y[0], y[4], y[2])^T; \quad \mathbf{Y}_1 = (y[3], y[1], y[5])^T;$$

$$\mathbf{X}_0 = (x[0], x[4], x[2])^T; \quad \mathbf{X}_1 = (x[3], x[1], x[5])^T;$$

$$\mathbf{H}_0 = \begin{pmatrix} h[0] & h[2] & h[4] \\ h[4] & h[0] & h[2] \\ h[2] & h[4] & h[0] \end{pmatrix}; \quad \mathbf{H}_1 = \begin{pmatrix} h[3] & h[5] & h[1] \\ h[1] & h[3] & h[5] \\ h[5] & h[1] & h[3] \end{pmatrix}.$$

то можно записать

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Y}_0 \\ \mathbf{Y}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0 & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{X}_0 \\ \mathbf{X}_1 \end{pmatrix}.$$

Для вычисления векторов \mathbf{Y}_0 и \mathbf{Y}_1 можно использовать быстрый алгоритм двухточечной свертки, который легко найти на основе представления $z^2 - 1 = (z+1)(z-1)$. Тогда

$$\mathbf{M}_1 = \frac{\mathbf{H}_0 + \mathbf{H}_1}{2} (\mathbf{X}_0 + \mathbf{X}_1);$$

$$\mathbf{M}_2 = \frac{\mathbf{H}_0 - \mathbf{H}_1}{2} (\mathbf{X}_0 - \mathbf{X}_1);$$

$$\mathbf{Y}_0 = \mathbf{M}_1 + \mathbf{M}_2; \quad \mathbf{Y}_1 = \mathbf{M}_1 - \mathbf{M}_2.$$

Выражения для M_1 и M_2 представляют собой трехточечные циклические свертки. Вычисление трехточечной циклической свертки возможно также с применением быстрого алгоритма, основанного на разложении $z^3 - 1 = (z - 1)(z^2 + z + 1)$ и приведенного в [39].

Для получения трехточечной свертки необходимо выполнить 4 умножения и 11 сложений. Поскольку трехточечная свертка вычисляется дважды, общее число умножений равно 8. Кроме того, при вычислении двух трехточечных свертки необходимо выполнить 22 сложения, 6 сложений для формирования исходных массивов для трехточечных свертки и 6 сложений для получения окончательных результатов (всего 34 сложения). Если $R=6$ разложить на множители $R_1=3$, $R_2=2$, то это приведет к трехточечной свертке блоков размером 2×2 . В этом случае получим другой алгоритм для вычисления шеститочечной свертки, который требует 8 умножений и 38 сложений. Поэтому первый вариант является в вычислительном плане более предпочтительным, поскольку требует меньшего числа сложений.

Алгоритмы ДПФ длинных последовательностей на основе коротких преобразований. Для вычисления ДПФ последовательности длины $R=R_1, R_2, \dots, R_K$ используется преобразование одномерного массива в многомерный. Подобный способ применяется в алгоритме Кули-Тьюки, где допустимо наличие одинаковых множителей в R . Более эффективные алгоритмы ДПФ были предложены Гудом и развиты Виноградом [39]. В этих алгоритмах использовано отображение одномерной последовательности в K -мерную, соответствующее китайской теореме об остатках для целых чисел. Такое отображение требует попарной взаимной простоты множителей R_l ($l=1, 2, \dots, K$). Рассмотрим принцип построения алгоритма ДПФ для случая двух взаимно простых множителей R_1 и R_2 . В исходном выражении для R -точечного ДПФ

$$\hat{Z}[p] = \sum_{r=0}^{R-1} \hat{z}_{\text{вх}}[r] \hat{W}_R^{rp}$$

для выходного индекса используем отображение $p \rightarrow (p_1, p_2)$, где

$$p_1 \equiv p \bmod R_1; \quad p_2 \equiv p \bmod R_2.$$

Согласно китайской теореме об остатках, такое отображение взаимно однозначно и для обратного перехода от двумерного массива к одномерному можно воспользоваться соотношением:

$$p \equiv (q_1 R_2 p_1 + q_2 R_1 p_2) \bmod R,$$

где

$$q_1 R_2 \equiv 1 \bmod R_1; \quad q_2 R_1 \equiv 1 \bmod R_2.$$

Для входного индекса r используется отображение, названное Гудом руританским и определяемое как

$$r \equiv (R_2 r_1 + R_1 r_2) \bmod R.$$

Значения индексов r_1 и r_2 двумерного массива определяют на основе соотношений

$$r_j = \beta_j r \bmod R_j,$$

где β_j определяют из условия

$$R_2 \beta_1 \equiv 1 \bmod R_1; \quad R_1 \beta_2 \equiv 1 \bmod R_2.$$

При использовании указанных отображений ДПФ записывают в виде [39]:

$$\hat{Z}[p_1, p_2] = \sum_{r_1=0}^{R_1-1} \sum_{r_2=0}^{R_2-1} \hat{z}_{\text{вх}}[r_1, r_2] \hat{W}_{R_1}^{r_1 p_1} \hat{W}_{R_2}^{r_2 p_2}. \quad (4.39)$$

Двумерное преобразование (4.39) возможно реализовать в два этапа:

на первом вычислить R_1 ДПФ длины R_2 :

$$\dot{y}[r_1, p_2] = \sum_{r_2=0}^{R_2-1} \dot{z}_{\text{вх}}[r_1, r_2] \dot{W}_{R_2}^{r_2 p_2};$$

$$r_1=0, 1, 2, \dots, R_1-1; \quad p_2=0, 1, 2, \dots, R_2-1, \quad (4.40)$$

на втором R_2 ДПФ длины R_1 :

$$\dot{Z}[p_1, p_2] = \sum_{r_1=0}^{R_1-1} \dot{y}[r_1, p_2] \dot{W}_{R_1}^{r_1 p_1};$$

$$p_1=0, 1, 2, \dots, R_1-1; \quad p_2=0, 1, 2, \dots, R_2-1. \quad (4.41)$$

Данную процедуру называют алгоритмом БПФ для простых множителей; достоинство метода — отсутствие множителей поворота. Короткие преобразования (4.40) и (4.41) можно вычислять с помощью сверток.

Преобразования (4.40) и (4.41) можно записать также в форме (4.38). Пусть короткое преобразование длины R_1 записывается с помощью матрицы \mathbf{B}_1 с элементами $b_{pr}^{(1)}$, описывающей входные сложения, диагональной матрицы \mathbf{D}_1 с элементами $d_l^{(1)}$, описывающей умножения, и матрицы \mathbf{A}_1 с элементами $a_{pr}^{(1)}$, описывающей выходные сложения. Для преобразования длины R_2 используются соответствующие матрицы \mathbf{B}_2 , \mathbf{D}_2 и \mathbf{A}_2 с элементами $b_{pr}^{(2)}$, $d_l^{(2)}$, $a_{pr}^{(2)}$. Тогда преобразования (4.40) и (4.41) можно свести к виду

$$\dot{Z}[p_1, p_2] = \sum_{l=0}^{\mu_2-1} a_{p_2 l}^{(2)} \sum_{m=0}^{\mu_1-1} a_{p_1 m}^{(1)} d_m^{(1)} d_l^{(2)} \sum_{r_1=0}^{R_1-1} b_{mr_1}^{(1)} \sum_{r_2=0}^{R_2-1} b_{lr_2}^{(2)} \dot{z}_{\text{вх}}[r_1, r_2]. \quad (4.42)$$

Этот алгоритм, предложенный Виноградом, называется гнездовым, поскольку все операции умножения размещаются между входными и выходными сложениями. Для общего числа умножений различное расположение множителей R не имеет значения. Однако число сложений зависит от порядка расположения множителей. Число действительных умножений и сложений при преобразовании комплексных чисел равно удвоенному числу данных операций, определяемых при записи в общем виде. Легко убедиться, что умножение комплексных чисел производится на чисто действительные или чисто мнимые коэффициенты.

Другой подход к построению алгоритма ДПФ R -точечной последовательности, где $R=R_1 R_2$, а R_1 и R_2 — взаимно простые, основан на использовании при представлении преобразования прямого произведения матриц [39].

Прямое (кронекеровское) произведение матриц \mathbf{B} с элементами b_{ij} и \mathbf{C} с элементами $c_{\mu\nu}$ определяется как блочная матрица

$$\mathbf{D} = \mathbf{B} \otimes \mathbf{C} = \begin{pmatrix} b_{00}\mathbf{C} & b_{01}\mathbf{C} & \dots \\ b_{10}\mathbf{C} & b_{11}\mathbf{C} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{pmatrix},$$

где \otimes — символ прямого произведения матриц, т. е. каждый элемент матрицы \mathbf{B} заменяется блоком, представляющим матрицу \mathbf{C} , все элементы которой умножены на этот элемент матрицы \mathbf{B} .

Из (4.39) следует, что ДПФ $R=R_1 R_2$ -точечной последовательности можно рассматривать как произведение матрицы, являющейся прямым произведением матриц \mathbf{W}_{R_1} и \mathbf{W}_{R_2} (т. е. матриц R_1 -точечного и R_2 -точечного ДПФ), на вектор входной последовательности.

Пример 4.3. Рассмотрим вычисление 15-точечного ДПФ с использованием представления преобразования на основе прямого произведения матриц. Возьмем $R_1=3$, $R_2=5$. Тогда для отображения выходного индекса p в соответствии с китайской теоремой об остатках найдем $p_1 \equiv p \bmod 3$; $p_2 \equiv p \bmod 5$. В результате получим соответствие

$$0 \rightarrow (0,0), \quad 1 \rightarrow (1,1), \quad 2 \rightarrow (2,2), \quad 3 \rightarrow (0,3), \quad 4 \rightarrow (1,4),$$

$$\begin{aligned} 5 \rightarrow (2,0), \quad 6 \rightarrow (0,1), \quad 7 \rightarrow (1,2), \quad 8 \rightarrow (2,3), \quad 9 \rightarrow (0,4), \\ 10 \rightarrow (1,0), \quad 11 \rightarrow (2,1), \quad 12 \rightarrow (0,2), \quad 13 \rightarrow (1,3), \quad 14 \rightarrow (2,4). \end{aligned}$$

Для отображения входного индекса r согласно руританскому соответствию сначала находим β_1 из условия $5\beta_1 \equiv 1 \pmod{3}$ и β_2 из условия $3\beta_2 \equiv 1 \pmod{5}$. Имеем $\beta_1 = \beta_2 = 2$. Элементы двумерного индекса определяются как $r_1 \equiv \beta_1 r \pmod{R_1} \equiv 2r \pmod{3}$; $r_2 \equiv \beta_2 r \pmod{R_2} \equiv 2r \pmod{5}$. В результате находим отображение

$$\begin{aligned} 0 \rightarrow (0,0), \quad 1 \rightarrow (2,2), \quad 2 \rightarrow (1,4), \quad 3 \rightarrow (0,1), \quad 4 \rightarrow (2,3); \\ 5 \rightarrow (1,0), \quad 6 \rightarrow (0,2), \quad 7 \rightarrow (2,4), \quad 8 \rightarrow (1,1), \quad 9 \rightarrow (0,3), \\ 10 \rightarrow (2,0), \quad 11 \rightarrow (1,2), \quad 12 \rightarrow (0,4), \quad 13 \rightarrow (2,1), \quad 14 \rightarrow (1,3). \end{aligned}$$

Расположив отсчеты лексиграфически, т. е. в порядке возрастания второго индекса при фиксированных значениях первого, сформируем три вектора, содержащие по пять последовательных выходных отсчетов:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_0 &= (\dot{z}[0], \dot{z}[6], \dot{z}[12], \dot{z}[3], \dot{z}[9])^T, \\ \mathbf{U}_1 &= (\dot{z}[10], \dot{z}[1], \dot{z}[7], \dot{z}[13], \dot{z}[4])^T, \\ \mathbf{U}_2 &= (\dot{z}[5], \dot{z}[11], \dot{z}[2], \dot{z}[8], \dot{z}[14])^T \end{aligned}$$

и три вектора, содержащие по пять последовательных входных отсчетов:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_0 &= (\dot{z}_{\text{вх}}[0], \dot{z}_{\text{вх}}[3], \dot{z}_{\text{вх}}[6], \dot{z}_{\text{вх}}[9], \dot{z}_{\text{вх}}[12])^T; \\ \mathbf{u}_1 &= (\dot{z}_{\text{вх}}[5], \dot{z}_{\text{вх}}[8], \dot{z}_{\text{вх}}[11], \dot{z}_{\text{вх}}[14], \dot{z}_{\text{вх}}[2])^T; \\ \mathbf{u}_2 &= (\dot{z}_{\text{вх}}[10], \dot{z}_{\text{вх}}[13], \dot{z}_{\text{вх}}[1], \dot{z}_{\text{вх}}[4], \dot{z}_{\text{вх}}[7])^T. \end{aligned}$$

Используя представление матрицы преобразования в виде прямого произведения, имеем

$$\begin{pmatrix} \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{W}_3^0 \dot{W}_5 & \dot{W}_3^0 \dot{W}_5 & \dot{W}_3^0 \dot{W}_5 \\ \dot{W}_3^0 \dot{W}_5 & \dot{W}_3^1 \dot{W}_5 & \dot{W}_3^2 \dot{W}_5 \\ \dot{W}_3^0 \dot{W}_5 & \dot{W}_3^2 \dot{W}_5 & \dot{W}_3^1 \dot{W}_5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_0 \\ \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{pmatrix}.$$

Для вычисления векторов \mathbf{U}_0 , \mathbf{U}_1 , \mathbf{U}_2 воспользуемся алгоритмом вычисления 3-точечного ДПФ на основе быстрой свертки [39]:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_1 &= \mathbf{u}_1 + \mathbf{u}_2, \quad \mathbf{V}_2 = \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_2, \quad \mathbf{V}_3 = \mathbf{V}_1 + \mathbf{u}_0, \\ \mathbf{Q}_0 &= \dot{W}_5 \mathbf{V}_3, \quad \mathbf{Q}_1 = \left(\cos \frac{2\pi}{3} - 1 \right) \dot{W}_5 \mathbf{V}_1, \quad \mathbf{Q}_2 = i \sin \frac{2\pi}{3} \dot{W}_5 \mathbf{V}_2, \\ \mathbf{V}_4 &= \mathbf{Q}_0 + \mathbf{Q}_1, \quad \mathbf{V}_5 = \mathbf{V}_4 - \mathbf{Q}_2, \quad \mathbf{V}_6 = \mathbf{V}_4 + \mathbf{Q}_2, \\ \mathbf{U}_0 &= \mathbf{Q}_0, \quad \mathbf{U}_1 = \mathbf{V}_5, \quad \mathbf{U}_2 = \mathbf{V}_6. \end{aligned}$$

Для вычисления векторов \mathbf{Q}_0 , \mathbf{Q}_1 , \mathbf{Q}_2 можно использовать алгоритм 5-точечного ДПФ. Как было показано, при вычислении 5-точечного ДПФ необходимо выполнить шесть умножений (с учетом умножения на $\dot{W}_5^0 = 1$) и 17 сложений. Поскольку эти преобразования необходимо выполнить трижды, общее число умножений равно 18 (из них три умножения на $\dot{W}_5^0 = 1$). Кроме сложений при вычислении 6-точечного ДПФ требуется выполнить 15 входных сложений при формировании векторов \mathbf{V}_1 , \mathbf{V}_2 , \mathbf{V}_3 , каждый из которых содержит по пять составляющих, а также 15 выходных сложений для получения векторов \mathbf{V}_4 , \mathbf{V}_5 , \mathbf{V}_6 . Таким образом, общее число сложений, необходимых для 15-точечного ДПФ, составит 81.

В табл. 4.1 приводится число операций, необходимых для вычисления ДПФ коротких последовательностей для $R=2, 3, 4, 5, 7, 8, 9, 16$ на основе быстрой свертки [39].

Таблица 4.1

R	Число умножений	Число умножений на 1	Число сложений	R	Число умножений	Число умножений на 1	Число сложений
2	0	2	2	7	8	1	36
3	2	1	6	8	2	6	26
4	0	4	8	9	10	1	45
5	5	1	17	16	10	8	74

Сравнение алгоритмов вычисления ДПФ для составных R по числу необходимых операций приводится в табл. 4.2 [39].

Таблица 4.2

R	Множители	Гнездовой алгоритм		Алгоритм БПФ с простыми множителями		Алгоритм БПФ по основанию 2	
		умножения	сложения	умножения	сложения	умножения	сложения
30	$5 \times 3 \times 2$	68	384	68	384		
32	2^5					102	490
126	$9 \times 7 \times 2$	424	3312	512	2920		
128	2^7					774	3082
252	$9 \times 7 \times 4$	848	7128	1024	6344		
256	2^8					1926	7306
315	$9 \times 5 \times 7$	1292	11286	1784	8812		
360	$9 \times 5 \times 8$	1152	9492	1396	8708		
504	$9 \times 7 \times 8$	1704	15516	2300	13948		
512	2^9					4614	16906
840	$5 \times 7 \times 8 \times 3$	2592	24804	4244	23172		
1024	2^{10}					10758	38410
1260	$9 \times 5 \times 7 \times 4$	5168	50184	7136	40288		
2048	2^{11}					24582	86026
2520	$9 \times 5 \times 7 \times 8$	10344	106667	15532	86876		

Из табл. 4.2 следует, что алгоритмы ДПФ для простых множителей требуют большего числа умножений по сравнению с гнездовым алгоритмом. Однако гнездовой алгоритм требует большего числа сложений. Для общего числа умножений различное расположение множителей не имеет значения. Напротив, число сложений зависит от порядка расположения множителей. В табл. 4.2 число сложений приведено для оптимального порядка множителей, который также указан в таблице. Из сравнения числа операций, необходимых при вычислении ДПФ для близких R , следует, что гнездовой алгоритм и алгоритм простых множителей более эффективны, чем алгоритм БПФ Кули-Тьюки по основанию 2.

4.3.2. Аппаратные способы построения системы вхождения в связь по частоте

Главный принцип построения аппаратуры при проектировании системы вхождения в связь по частоте основан на реализации преобразования (4.13), определяющего ДПФ. Выделение отдельной компоненты возможно обеспечить с помощью квадратурного фильтра [16, 17, 56], изображенного на рис. 4.3. Отсчеты комплексной огибающей $\dot{z}_{\text{вх}}[r] = z_c[r] + jz_s[r]$ перемножаются с комплексной экспонентой $\exp\{-j\Omega_p r T_n\}$, аргумент которой определяет частоту настройки отдельного фильтра. Квадратуры произведения накапливаются в течение времени наблюдения T_n . Накопленные значения $X(\Omega_p)$ и $Y(\Omega_p)$ используются

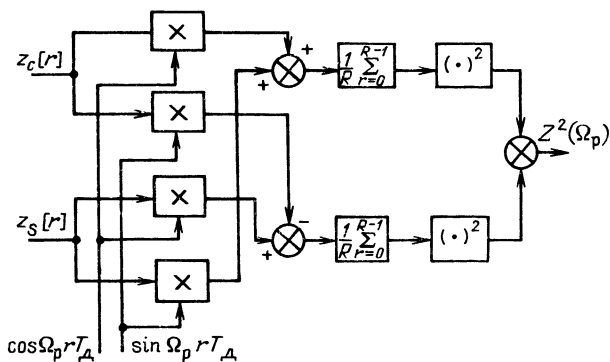


Рис. 4.3. Квадратурный фильтр

для вычисления квадрата модуля выделяемой компоненты ДПФ, который можно использовать вместо самого модуля при сравнении уровней отдельных компонент спектра. Если используется R квадратурных фильтров,

настроенных на все необходимые значения частот $\Omega_p = p \frac{2\pi}{RT_d}$, $p = 0, 1, \dots, R-1$, то,

сравнивая выходные величины, можно выбрать компоненту с максимальным уровнем. Подобная система дает возможность решить задачу вхождения в связь по частоте с характеристиками, близкими к оптимальным. Однако построение ее оказывается слишком сложным. Поэтому систему обычно стараются упростить, даже если при этом характеристики ее несколько ухудшаются.

Упрощение достигается различными способами. Так, вместо множества фильтров можно использовать один, перестроив его частоту в заданном диапазоне $\delta\omega_c = 2\pi\delta f_c$ с дискретом $\Delta\Omega_1 = 2\pi/T_n$. Чтобы получить выход для одной из R компонент ДПФ требуется затратить время T_n , а для просмотра всего диапазона потребуется время поиска $t_n = \delta f_c T_n^2$, т. е. $\delta f_c T_n = R$ раз больше, чем при параллельном анализе, что часто неприемлемо.

Используемые на практике схемы строят так, чтобы существенно сократить общее время поиска t_n .

Цифровая система вхождения в связь по частоте со сжатием масштаба времени. При работе с цифровыми отсчетами сравнительно просто осуществить их запись на интервале наблюдения T_n . Это позволяет легко изменять масштаб времени при вычислении уровня отдельной компоненты, для чего считывание отсчетов для вычисления каждой компоненты ДПФ следует производить за время $T_{сч} = T_n/m$. Отдельные отсчеты комплексной огибающей с временным интервалом $T'_d = T_n/m$ поступают на квадратурный фильтр, где осуществляется перемножение с компонентами комплексной экспоненты частоты $\Omega'_p = m\Omega_p$ и результаты произведения накапливаются. Легко убедиться, что при этом формируется комплексная величина $Z(\Omega_p)$.

После вычисления $Z(\Omega_p)$ для одной из компонент осуществляется перестройка квадратурного фильтра изменением частоты комплексной экспоненты. Подобные операции производятся для всех компонент ДПФ. Если $m = R$, то для вычисления ДПФ потребуется время T_n , а общее время поиска с учетом времени, необходимого для записи T_n , составит $t_n = 2T_n$, т. е. лишь в 2 раза большее, чем при параллельном анализе.

Дальнейшее упрощение достигается за счет применения бинарного квантования квадратур комплексной огибающей, что позволяет осуществлять запись с помощью простого регистра [16]. Схема одного из возможных вариантов построения вычислителя представлена на рис. 4.4. На его вход поступают отсчеты комплексной огибающей, квадратуры которой получают после бинарного квантования.

Входные отсчеты следуют с интервалом T_d и записываются в регистры сдвига, где хранятся последовательные значения квадратурных составляющих

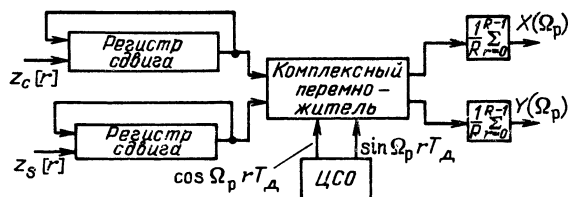


Рис. 4.4. Вычислитель спектра со сжатием масштаба времени

входной смеси. Каждый регистр содержит M двоичных разрядов. Содержимое регистра изменяется циклически под воздействием импульсов, следующих с частотой $F_{сдв} = m/T_d$, причем содержимое последнего разряда переписывается в первый. С выхода последнего разряда отсчеты считываются с частотой $F_{сдв}$ и поступают на комплексный перемножитель, где производится умножение на комплексные экспоненты различных частот. В момент поступления очередного отсчета его значение записывается в первый разряд регистров сдвига. Для иллюстрации на рис. 4.5 приведены временные диаграммы управляющих сигналов сдвига, записи и считывания. Здесь же отмечены порядковые номера отсчетов, хранящихся в последовательных ячейках регистра сдвига, содержащего пять разрядов. Под воздействием импульсов сдвига (рис. 4.5, а) циклически изменяется содержимое регистра. Импульсы записи (рис. 4.5, б) обеспечивают запись очередного отсчета в первый разряд. Импульсы считывания (рис. 4.5, в) управляют передачей последнего разряда в комплексный перемножитель. Последовательные состояния регистра показаны начиная с момента, когда в регистр записаны первые пять отсчетов. Под воздействием импульсов считывания начинается передача отсчетов в комплексный перемножитель, где производится умножение на комплексную экспоненту частоты Ω_1 . Порядковые номера этих отсчетов указаны над импульсами считывания. После считывания отсчетов частота комплексной экспоненты изменяется и следующие 6 отсчетов перемножаются на комплексную экспоненту с частотой Ω_2 и т. д. Легко заметить, что при переходе к новому значению частоты выборка обновляется на один отсчет. Число отсчетов, участвующих в формировании каждой спектральной компоненты, превышает на единицу число разрядов регистра сдвига. Такое построение вычислителя позволяет производить запись входного сигнала и определение компонент ДПФ в реальном времени и оказывается удобным при возможных изменениях параметров входного процесса.

Общее время, необходимое для просмотра всего частотного диапазона δf_c , складывается из времени записи первых R отсчетов и времени вычисления R компонент спектра и составляет $t_{\Sigma} \approx 2RT_d$.

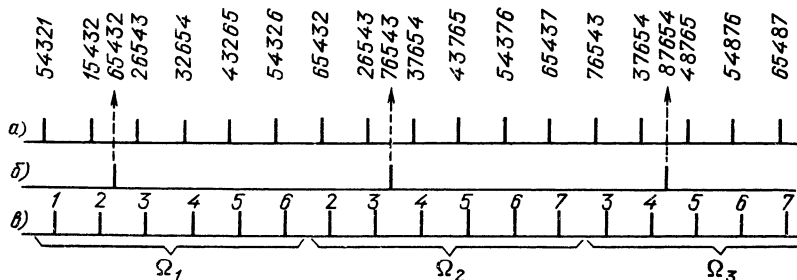


Рис. 4.5. Временные диаграммы к рис. 4.4: импульсы сдвига и содержание регистра (а); импульсы записи (б); считываемые отсчеты (в)

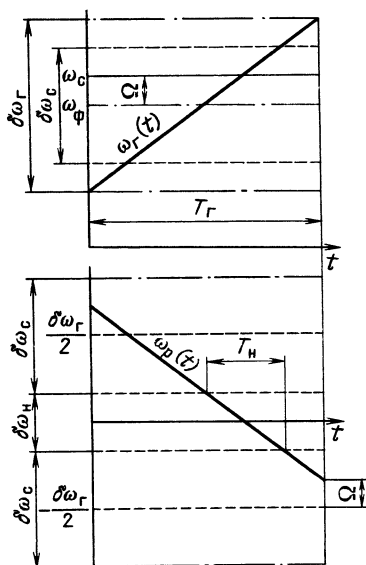


Рис. 4.6. Временные диаграммы к СВС с линейной частотной модуляцией

симального значения, зависит от расстройки частоты входного сигнала относительно центральной частоты диапазона возможных значений. Однако трудности, связанные с построением дисперсионной линии задержки, особенно для фильтрации реализаций большой длительности при наличии шумов с высокой интенсивностью ограничивают возможности аналогового способа.

Для цифровой обработки [1, 6] формирование отсчетов комплексной огибающей разностной частоты осуществляется с помощью квадратурного преобразователя рис. 1.4, содержащего два перемножителя и два АЦП. С выходов АЦП цифровые отсчеты квадратур снимаются через временной интервал $T_d = 2\pi/\delta\omega_c$, согласованный с диапазоном неизвестности частоты $\delta\omega_c$. На перемножители подаются в течение временного промежутка $0-T_r$ два сдвинутых по фазе на 90° синусоидальных колебания с частотой, изменяющейся по линейному закону (рис. 4.6):

$$\omega_r(t) = \omega_\phi - \frac{\delta\omega_r}{2} \left(1 - \frac{2t}{T_r}\right), \quad t \in (0, T_r),$$

где ω_ϕ — центральная частота диапазона неизвестности; $\delta\omega_r$ — девиация частоты; $\delta\omega_r > \delta\omega_c$.

Если на вход квадратурного преобразователя поступает синусоидальный сигнал с постоянной амплитудой U_c и частотой $\omega_c = \omega_\phi + \Omega$, где Ω — расстройка относительно ω_ϕ и $\Omega \in (-\delta\omega_c/2, \delta\omega_c/2)$, то разностная частота изменяется по закону (см. рис. 4.6)

$$\omega_p(t) = \Omega + 0,5\delta\omega_r(1 - 2t/T_r).$$

Легко заметить, что независимо от значения Ω разностная частота $\omega_p(t)$ проходит диапазон $\delta\omega_n = \delta\omega_r - \delta\omega_c$ за временной отрезок длительностью T_n , а моменты входа в этот диапазон и выхода из него зависят от Ω . Скорость изменения разностной частоты $\dot{\omega} = \delta\omega_r/T_r = \delta\omega_n/T_n$.

Комплексное перемножение выполняется с помощью четырех умножений и двух сложений (см. рис. 4.3). При бинарном квантовании отсчетов операция умножения их на соответствующие значения квадратур комплексной экспоненты сводится только к установке знака каждой квадратуры на основе анализа знаков сомножителей, что легко реализовать с помощью простой логической схемы. Формирование отсчетов опорных колебаний обеспечивается с помощью ЦСО, принцип работы которого описан в § 3.4.

Энергетические потери при обработке выборки с бинарным квантованием по сравнению с обработкой при многоуровневом квантовании составляют около 2 дБ для случая независимых отсчетов (см. § 1.4).

Цифровая система вхождения в связь по частоте с линейной частотной модуляцией. Данный способ построения системы основан на использовании преобразователя, который смешивает принимаемый сигнал с сигналом гетеродина, частота которого линейно изменяется во времени. Аналоговый вариант системы описан в [17] и включает дисперсионную линию задержки, обеспечивающую согласованную фильтрацию сигнала разностной частоты. На выходе согласованного фильтра формируется сигнал с изменяющимся во времени уровнем. Момент, в который уровень достигает мак-

С выхода квадратурного преобразователя снимаются отсчеты комплексной огибающей

$$\dot{z}_{\text{вх}}[r] = U_c \exp \left[j \left(\gamma r + \frac{\gamma_r}{2} r - \nu r^2 \right) \right]; \quad r \in [0, R_r - 1]$$

где $\gamma = \Omega T_d$ — нормированная расстройка; $\gamma_r = \delta \omega_r T_d$ — нормированная девиация частоты гетеродина; $\nu = \dot{\omega} T_d^2 / 2$ — нормированная производная частоты; $R_r = T_r / T_d$ — число отсчетов за время T_r .

Цифровой фильтр для обработки отсчетов $z_{\text{вх}}[r]$ согласован с сигналом длительностью T_n , частота которого изменяется по линейному закону со скоростью $\dot{\omega}$, и имеет импульсную характеристику (реакцию на единичный импульс):

$$\dot{h}[r] = \exp \left[j \left(\nu r^2 - \frac{\gamma_n}{2} r \right) \right]; \quad r \in [0, R_n - 1], \quad (4.43)$$

где $\gamma_n = \delta \omega_n T_d$ — нормированный диапазон $\delta \omega_n$; $R_n = T_n / T_d$.

Сигнал с выхода цифрового фильтра получается в результате комплексной свертки входного сигнала $\dot{z}_{\text{вх}}[r]$ с импульсной характеристикой $\dot{h}[r]$.

Из анализа следует, что $|\dot{z}[r]|$ достигает максимума на интервале $r \in [R_n - 1, R_r - 1]$, для которого

$$Z[r] = U_c R_n \frac{\sin \left[\left(\gamma + \frac{\gamma_r + \gamma_n}{2} - 2\nu r \right) R_n / 2 \right]}{R_n \sin \left[\left(\gamma + \frac{\gamma_r + \gamma_n}{2} - 2\nu r \right) / 2 \right]}. \quad (4.44)$$

Из (4.44) следует, что выходной уровень в некоторый дискретный момент $r = r_1$ зависит от расстройки γ и достигает максимального значения $U_c R_n$ при расстройке $\gamma = \gamma_1$, удовлетворяющей условию

$$\gamma_1 + (\gamma_r + \gamma_n) / 2 - 2\nu r_1 = 0.$$

Зависимость $Z[r_1]$ от расстройки γ можно рассматривать как частотную характеристику цифрового фильтра, настроенного на γ_1 . Подобные фильтры соответствуют всем значениям $r \in [R_n - 1, R_r - 1]$ и перекрывают весь частотный диапазон $(-\delta \omega_c / 2, \delta \omega_c / 2)$. Частотный интервал между настройками соседних фильтров $\Delta \Omega_1 = 2\nu$. Поэтому разрешающая способность при поиске частоты и, следовательно, общее число фильтров, перекрывающих диапазон неопределенности $\delta \omega_c$, зависят от скорости изменения частоты гетеродина. В частности, при $\nu = \pi / R_n$ разрешающая способность будет такой же, как и при ДПФ последовательности длиной R_n . Для этого необходимо взять $\delta \omega_r = 2\delta \omega_c$, откуда следует, что $T_r = 2T_n$.

Номер фильтра r^* с максимальным выходом (или момент r^* , когда $Z[r]$ достигает максимума) определяется значением расстройки

$$r^* = \left\lceil \frac{\gamma + (\gamma_r + \gamma_n) / 2}{2\nu} \right\rceil,$$

где $\lceil x \rceil$ — операции взятия ближайшего к x целого значения.

Наиболее простой реализация устройства получается при бинарном квантовании квадратур комплексной огибающей сигнала разностной частоты $\dot{z}_{\text{вх}}[r]$. Схема такого варианта представлена на рис. 4.7. Полученные после бинарного квантования отсчеты имеют значения ± 1 и записываются в регистры сдвига, где перемещаются по ячейкам под действием управляющих сигналов, следующих с периодом повторения T_d . Каждый из регистров содержит R_n двоичных ячеек. К ячейкам регистров сдвига подключены по две группы резисторов. Отдельный резистор первой группы имеет проводимость, пропорциональную

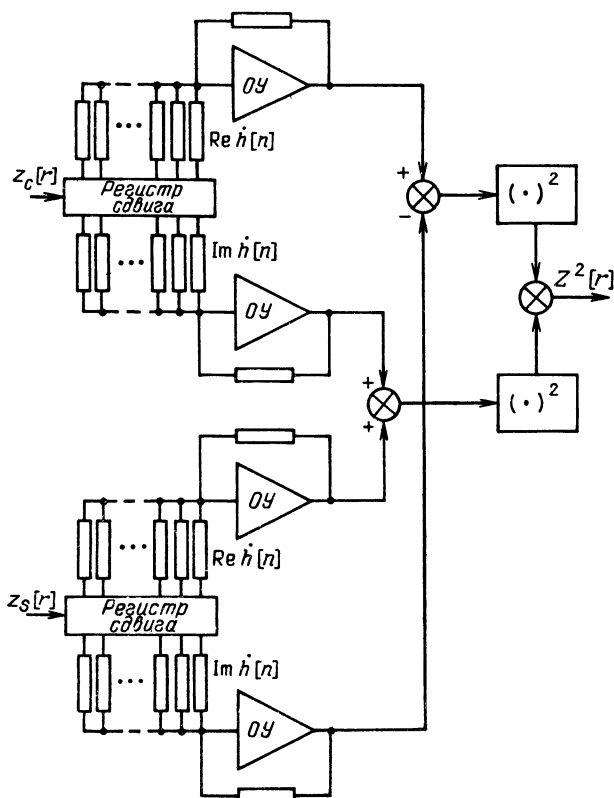


Рис. 4.7. СВС с линейной частотной модуляцией (ОУ — операционный усилитель)

$Re \dot{h}[r]$, и подключается к ячейке с номером $R_y - r$ ($r = 0, 1, 2, \dots, R_n - 1$). В зависимости от знака весового коэффициента $Re \dot{h}[r]$ резисторы подключаются к прямому или инверсному выходу соответствующего разряда регистра сдвига. Резисторы второй группы имеют проводимость, пропорциональную $Im \dot{h}[r]$, и также подключаются к ячейкам регистров сдвига. Взвешенные значения отдельных разрядов суммируются на входах соответствующих операционных усилителей. Выходные сигналы операционных усилителей складываются с учетом знака так, что в результате формируются квадратуры $\dot{Z}[r]$. После возведения квадратур $\dot{Z}[r]$ в квадрат результаты вновь складываются и образуется $Z^2[r]$. Порядковый номер r^* отсчета $Z^2[r^*]$, имеющего максимальное значение, определяет расстройку с точностью до полосы анализа, связанной со скоростью изменения частоты гетеродина.

Время поиска сигнала определяется длительностью периода перестройки гетеродина T_r и при $T = 2T_n$ лишь в 2 раза превышает время поиска при параллельном анализе выборки длительностью T_n . Существенным преимуществом рассмотренного способа по сравнению со способом сжатия масштаба времени является значительно меньшее значение требуемой тактовой частоты работы цифровых устройств. Однако определенные трудности связаны с построением «маски» резисторов для согласованной фильтрации. Некоторое улучшение качественных показателей системы дает использование коммутируемой «маски» резисторов [6], но при этом существенно усложняется реализация системы.

4.4. ЦИФРОВЫЕ СПОСОБЫ ВХОЖДЕНИЯ В СВЯЗЬ ПО ЧАСТОТЕ И ЗАДЕРЖКЕ

В общем случае принимаемый сигнал имеет частоту несущей ω_c , отличающуюся от ω_{c0} из-за доплеровского сдвига, а также временное запаздывание модулирующей ПСП относительно излучаемой. Кроме того, из-за доплеровского эффекта изменяется частота следования элементов. Поэтому для принимаемого сигнала

$$u_c(t) = U_c \Pi_c(t, \tau) \cos[(\omega_{c0} + \Omega_d)t + \varphi_c],$$

где U_c — амплитуда несущей, Ω_d — доплеровский сдвиг частоты несущей, φ_c — начальная фаза несущей;

$$\Pi_c(t, \tau) = \sum_{l=-\infty}^s \sum_{i=0}^{M-1} a_i p[(t-\tau) - lT_n - i\tau_s];$$

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in (0, \tau_s); \\ 0 & \text{при других } t; \end{cases}$$

τ — временная задержка ПСП; $T_n = M\tau_s$ — длительность слова принимаемой ПСП.

Вектор параметров Λ_a , определяющих изменение амплитудного множителя, содержит три составляющих $\Lambda_a = (U_c, \tau, \tau_s)^T$, а закон изменения фазы определяется вектором $\Lambda_\phi = (\Omega, \varphi_c)^T$ с двумя компонентами.

Для ускорения процесса вхождения в синхронизм необходимо осуществить предварительный поиск по неизвестным параметрам. На практике обычно при поиске учитывают только два неизвестных параметра: частотную расстройку Ω_d по несущей и временную задержку τ , т. е. производят двумерный поиск в области параметров «частота-время». При этом полагают, что расстройка по тактовой частоте следования элементов достаточно мала и не приводит к значительному увеличению времени переходного процесса в ССЗ.

Согласно (4.6) и (4.7) цифровое устройство оптимальной оценки параметров сигнала $u_0(t)$, наблюдаемого на фоне нормального шума, строится на основе вычисления комплексных величин

$$\dot{G}(\tau, \Omega_d) = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{z}_{rx}[r] \Pi[r, \tau] \exp(-j\Omega_d r T) \quad (4.45)$$

для всех τ и Ω_d , где R — число отсчетов комплексной огибающей $\dot{z}_{rx}[r]$.

Практически вычисления по (4.45) можно провести лишь для дискретного множества значений τ и Ω_d . Для этого диапазон возможных значений параметров разбивается на конечное число элементов разрешения. Размер элемента разрешения по частоте обычно выбирают таким же, как и при поиске только по частоте, т. е. $\Delta\Omega_1 = 2\pi/T_n$, где T_n — время наблюдения процесса. По задержке размер элемента разрешения $\Delta\tau$ выбирают на основе размера зоны чувствительности дискриминатора ССЗ, т. е. пределов возможных значений рассогласования по задержке, при которых происходит захват. Обычно выбирают $\Delta\tau = (0.5 \dots 1)\tau_s$.

Наименьшим время поиска оказывается при параллельном (одновременном) анализе с помощью многоканального устройства. В этом случае в каждом канале производится вычисление $\dot{G}(\tau_s, \Omega_p)$, где $\tau_s = s\Delta\tau$; $s = 0, M-1$; $\Omega_p = p\Delta\Omega_1$; $p = 0, R-1$. Двумерный номер канала (s^*, p^*) с максимальным уровнем $|\dot{G}(\tau_s, \Omega_p)|$ определяет параметры τ^* и Ω_d^* , которые принимают за искомые оценки. В случае, когда этот максимальный уровень превышает порог, принимают решение о наличии полезного сигнала. Оценка характеристик помехоустойчивости проводится по методике, рассмотренной в § 4.3 и основанной на сведениях данной задачи к задаче обнаружения и распознавания РМ ортогональных сигналов [31]. Однако практическая реализация многоканального устройства связана с существенными аппаратными затратами. В связи с этим применяются более простые методы поиска с последовательным (поочередным) анализом или последовательно-параллельные методы.

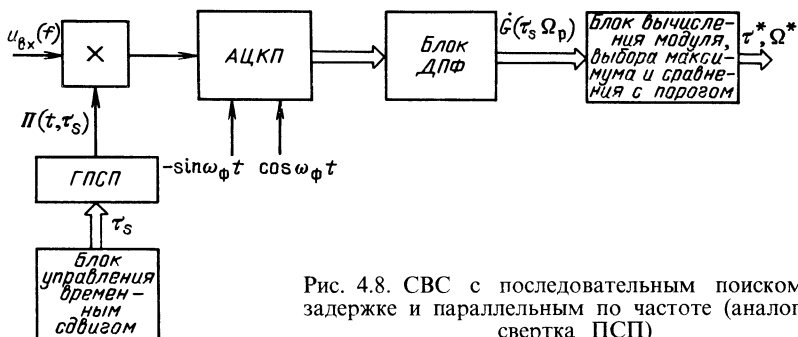


Рис. 4.8. СВС с последовательным поиском по задержке и параллельным по частоте (аналоговая свертка ПСП)

Возможны несколько вариантов построения цифровой системы вхождения в связь по частоте и задержке. Отдельные варианты отличаются друг от друга последовательностью выполнения операций умножения на ПСП с ожидаемым значением задержки (свертка ПСП) и компенсации ожидаемого значения доплеровского сдвига (при поиске по частоте), а также местом преобразования комплексной огибающей в цифровую форму.

На рис. 4.8 приведена схема СВС по частоте и задержке, в которой свертка ПСП осуществляется до преобразования сигнала в цифровую форму, а поиск по частоте производится на основе обработки цифровых отсчетов комплексной огибающей процесса после свертки ПСП. Опорная ПСП формируется местным ГПСЧ. С помощью блока управления временным сдвигом меняется временное положение опорной ПСП. В блоке ДПФ одним из способов, описанных в § 4.3, производится построение дискретного спектра комплексной огибающей процесса после свертки. В блоке вычисления модуля и выбора максимума осуществляется выделение компоненты с наибольшим уровнем на всей области возможных значений расстройки Ω_p и временной задержки τ_s . В данной схеме диапазон анализа по частоте процесса после свертки определяется диапазоном изменения доплеровского сдвига, который обычно существенно меньше ширины спектра входного радиосигнала. Это позволяет выбирать достаточно низкую частоту временной дискретизации при формировании цифровых отсчетов комплексной огибающей (по сравнению с тактовой частотой ПСП). Существенные трудности при практической реализации данного варианта связаны с построением перемножителя входного ПШС с опорной ПСП для свертки.

На рис. 4.9 приведена схема системы с цифровой сверткой ПСП и последовательным поиском по частоте и задержке. Преобразование входного процесса в цифровую форму осуществляется с помощью АЦКП, на который от ЦСЧ

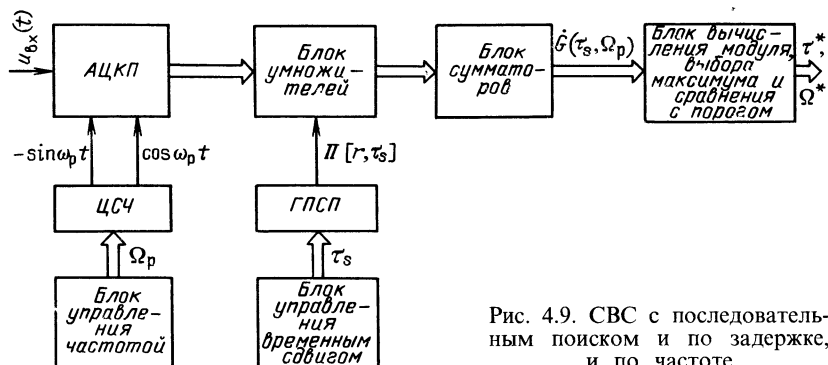


Рис. 4.9. СВС с последовательным поиском по задержке, и по частоте

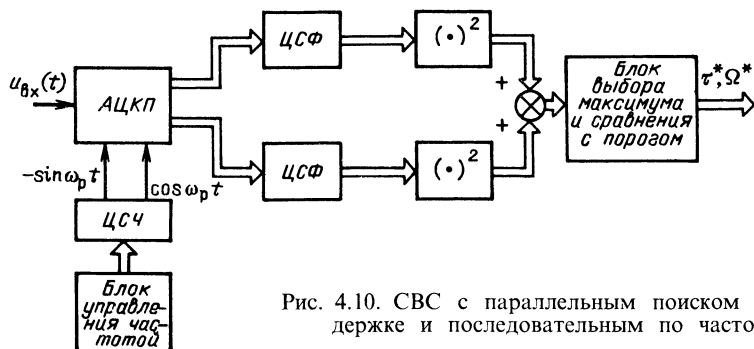


Рис. 4.10. СВС с параллельным поиском по задержке и последовательным по частоте

подаются два сдвинутых по фазе на $\pi/2$ гармонических колебания с частотой $\omega_p = \omega_{\phi} + \Omega_p$. Частота временной дискретизации должна быть согласована с шириной спектра входного процесса и обычно выбирается в 2...4 раза больше тактовой частоты ПСП. В блоке умножителей производится перемножение цифровых сигналов z_c и z_s на отсчеты опорной ПСП с ожидаемым значением временной задержки τ_c . Операция умножения здесь сводится к установке значения знакового разряда каждого из сигналов z_c и z_s , что легко сделать с помощью простой логической схемы. Результаты умножения накапливаются в блоке сумматоров, и образуются квадратурные компоненты комплексной функции $G(\tau_s, \Omega_p)$. Подобные операции выполняются последовательно для всех возможных значений ожидаемой расстройки Ω_p и временной задержки τ_s . В блоке вычисления модуля и выбора максимума выделяется компонента $G(\Omega_p, \tau_s)$ с наибольшим модулем, а ее аргументы берут в качестве оценок. Время поиска сигнала определяется общим числом возможных дискретных значений Ω_p , τ_s в анализируемом диапазоне и временем накопления при анализе для каждой пары этих значений. Поэтому время поиска может оказаться недопустимо большим. Существенно сократить время поиска можно, если вместо корреляционной обработки, выполняемой с помощью блока умножений и блока сумматоров, использовать согласованную фильтрацию. Схема системы с применением ЦСФ приведена на рис. 4.10. В качестве ЦСФ для ПСП можно взять цифровой вариант многоотводной линии задержки с весовыми коэффициентами, которые определяются структурой ПСП. ЦСФ может быть выполнен на основе блока памяти с последовательно связанными ячейками. Под действием управляющих импульсов, следующих с частотой дискретизации, содержимое каждой ячейки перемещается в смежную. Выходы отдельных ячеек умножаются на весовые коэффициенты ± 1 , что сводится лишь к установке соответствующего знака для содержимого ячейки. Далее результаты умножения складываются. ЦСФ используют для обработки отсчетов обеих квадратурных компонент. Выходные сигналы ЦСФ возводятся в квадрат, суммируются и поступают в блок выбора максимума. Момент появления максимального уровня на всем множестве значений расстройки по частоте определяет оценку временной задержки τ^* , а соответствующее значение Ω_p дает оценку частотного сдвига Ω^* . Трудности при построении такой системы связаны с реализацией ЦСФ. Наиболее просто ЦСФ можно построить на регистре сдвига с двоичными ячейками. При этом следует использовать бинарное квантование квадратурных компонент. Однако остаются трудности, связанные с построением такого ЦСФ для обработки ПСП большой длины.

Другая возможность сокращения времени поиска при цифровой обработке заключается в применении методов ускоренного анализа по частоте, рассмотренных в § 4.3, после цифровой свертки ПСП. Схема системы, построенной по такому принципу, приведена на рис. 4.11. На АЦКП поступают два сдвинутых по фазе на $\pi/2$ гармонических колебания с частотой ω_{ϕ} . Интервал временной дискретизации должен быть согласован с шириной спектра радиосигнала, модулированного ПСП. После цифрового перемножения с опорной ПСП

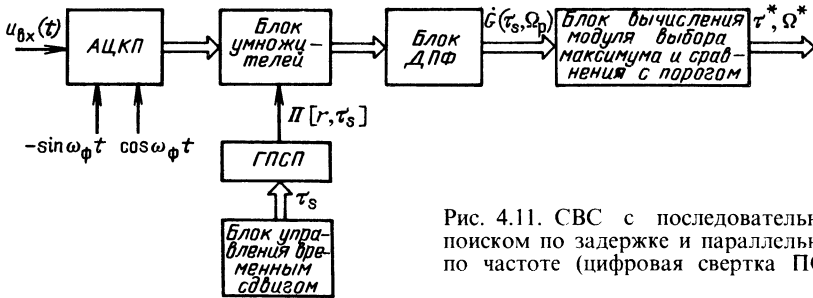


Рис. 4.11. CBC с последовательным поиском по задержке и параллельным по частоте (цифровая свертка ПСП)

производится построение дискретного спектра процесса в блоке ДПФ. Результаты ДПФ анализируются в блоке вычисления модуля и выбора максимума, где производится выбор наибольшей компоненты $|\hat{G}(\tau_s, \Omega_p)|$ и формирование оценок.

На практике обычно применяют регулярные методы просмотра диапазона поиска, характеризуемые различными способами организации поисковых усилий по пространству параметров ПСП [32]. Метод поиска, заключающийся в последовательном просмотре всех возможных значений частоты и временной задержки в области неопределенности, называется циклическим. Относительная простота реализации циклического способа в большинстве случаев компенсирует его основной недостаток — низкую эффективность.

При простом циклическом поиске производится последовательные дискретные сдвиги опорной ПСП на величину дискрета перестройки по временной задержке в схемах рис. 4.8, 4.11. В схеме рис. 4.10 осуществляется дискретный сдвиг по частотной расстройке, а в схеме рис. 4.9 — последовательная дискретная перестройка опорных колебаний по обоим параметрам. В течение времени T_n производится корреляционная обработка с целью вычисления по (4.45) компоненты $\hat{G}(\tau, \Omega)$, и наибольшая по модулю компонента в схемах рис. 4.8 и 4.11 сравнивается с порогом. В схеме рис. 4.9 с порогом сравнивается каждая компонента, а в схеме рис. 4.10 — каждое значение на выходе сумматора квадратов величин после ЦСФ. Если превышение порога не происходит, то соответствующий блок управления изменяет параметры опорного сигнала через каждые T_n с. При превышении порога поиск прекращается, а за оценки принимаются соответствующие значения параметров опорных сигналов.

При наличии помех время поиска оказывается величиной случайной. Расчет статистических характеристик системы поиска производят на основе построения графа переходов ее из начального состояния в одно из двух поглощающих через промежуточные состояния [32]. Начальное состояние соответствует началу поиска, первое поглощающее состояние — успешному окончанию поиска (правильному распознаванию параметров ПШС), а второе — ошибочному распознаванию. Каждое промежуточное состояние связано с этапом выполнения обработки при определенном значении параметров из диапазона поиска. Только одно из промежуточных состояний соответствует анализу сигнала с истинными значениями параметров. Это состояние называют «состоянием с сигналом», а остальные промежуточные состояния называют «пустыми». Пользуясь правилами преобразования направленных графов, можно определять его передаточные функции, соответствующие переходам в поглощающие состояния. На основе передаточных функций рассчитываются финальные вероятности успешного завершения поиска и ошибочного распознавания, а также плотность распределения вероятностей и моменты распределения времени поиска [32]. Данные характеристики зависят от вероятности ошибки первого рода (ложной тревоги) при анализе «пустых» состояний и вероятности правильного обнаружения при анализе состояния с сигналом. Можно считать, что вероятности ошибки первого рода при анализе всех «пустых» состояний одинаковы (как, например, при поиске ПСП с идеальными корреляционными свойствами). Тогда в важном для практики случае, когда

необходимо обеспечить достаточно высокую вероятность успешного завершения поиска, формула для математического ожидания времени поиска принимает вид [32]:

$$\bar{t}_n = \frac{(2-D)(N-1)T_n}{2D}, \quad (4.46)$$

где N — общее число анализируемых состояний; D — вероятность правильного обнаружения при анализе состояния «с сигналом».

Соотношение (4.46) справедливо для случая, когда априорные вероятности перехода из начального состояния в любое из N промежуточных одинаковы.

Одним из путей сокращения времени поиска является применение многоэтапных процедур принятия решений при анализе. При этом каждый этап характеризуется своим временем анализа и своим пороговым уровнем для обнаружения. В основе таких процедур лежит метод проб управляемой длительности. Сокращение общего времени поиска достигается за счет уменьшения (в среднем) времени анализа «пустых» состояний. Переход к каждому последующему этапу производится только в том случае, если на предыдущем этапе порог превышен. В противном случае принимается решение об отсутствии сигнала с теми значениями параметров, для которых проводился анализ, и начинается анализ следующего состояния. Окончательное решение о наличии сигнала вообще или о наличии сигнала с конкретными значениями параметров выносится, если происходит превышение порога на всех этапах обнаружения. Значения порогов обнаружения и времени анализа на отдельных этапах могут выбираться оптимальными.

Статистические характеристики систем поиска с многоэтапными процедурами принятия решений рассчитываются также на основе анализа передаточных функций направленных графов, отображающих возможные переходы из одного состояния в другое [32].

Для оценки возможности систем циклического поиска в [32] рассмотрены системы поиска по задержке ПСП, наблюдаемой на фоне аддитивного широкополосного гауссовского шума. Дискрет перестройки выбран равным длительности символа ПСП. Выбор оптимальных значений параметров системы для простого циклического поиска сводится к отысканию времени анализа T_n и нормированного порогового уровня q_0 , минимизирующих среднее время поиска при заданной вероятности успешного завершения поиска P_0 . Решение задачи в общем виде связано с существенными вычислительными трудностями. Поэтому корреляционные свойства ПСП были учтены приближенно. Так, для вероятности ошибки первого рода при анализе «пустых» состояний было принято выражение

$$F = 1 - \Phi[q_0 \sqrt{2R_n \rho^2 / (1 + \rho^2)}], \quad (4.47)$$

где $\rho = \sqrt{P_c/P_n}$ — отношение сигнал-шум; P_c — мощность сигнала; $P_n = N_0 \Delta f_c$ — мощность помехи; N_0 — спектральная плотность шума; $\Delta f_c = 2/\tau_s$ — ширина спектра главного лепестка ПСП; τ_s — длительность элемента ПСП; $R_n = T_n/\tau_s$ — число элементов ПСП на интервале T_n ; $\Phi(x)$ — интеграл вероятности.

Формула (4.47) учитывает боковые выбросы корреляционной функции ПСП путем введения «дополнительного» шума. Для расчета вероятности правильного обнаружения используется формула

$$D = \Phi[(1 - q_0) \sqrt{2R_n \rho^2}]. \quad (4.48)$$

Задача оптимизации сводится к нахождению значений T_n и q_0 , которые обеспечивают заданную вероятность успешного завершения поиска и минимизируют среднее время поиска для заданного числа возможных состояний N и отношения сигнал-шум ρ . Аналогичным образом решалась задача оптимизации двухэтапной процедуры поиска с выбором значений времен анализа T_{n1} , T_{n2} и порогов q_{01} , q_{02} на первом и втором этапах с применением методов нелинейного программирования.

Полученные в [32] зависимости нормированного среднего времени поиска $\bar{t}_{n,n}$ от отношения сигнал-шум ρ для $N=2048$ приведены на рис. 4.12, а. За

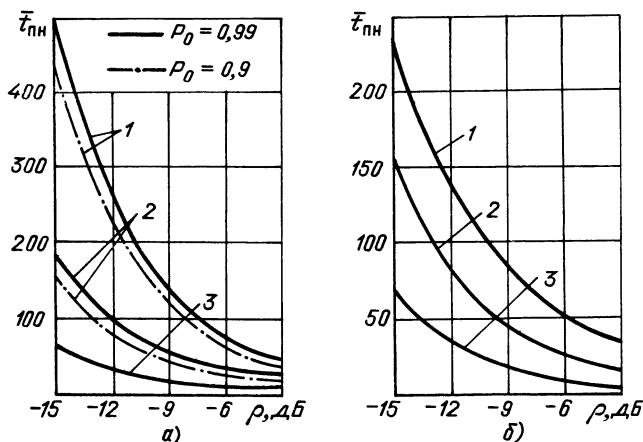


Рис. 4.12. Нормированное время поиска:

а — при вероятностях успешного завершения поиска 0,9 и 0,99 (кривые 1 — простой циклический поиск, кривые 2 — двухступенчатый поиск, кривые 3 — трехступенчатый поиск); б — при единичной вероятности правильного обнаружения на последней ступени (кривая 1 — двухступенчатый поиск, кривая 2 — трехступенчатый поиск, кривая 3 — поиск с обнаружителем Вальда)

единицу времени принята длительность элемента τ_z , а нормировка проведена относительно N . Здесь же представлены результаты для трехэтапной процедуры. Анализ приведенных данных показывает, что с увеличением вероятности успешного завершения поиска среднее время поиска увеличивается, поскольку при этом возрастает время анализа каждого состояния и растет порог обнаружения.

Для важного на практике случая, когда ошибки первого рода (ложные обнаружения) на второй ступени обнаружения имеют пренебрежимо малую вероятность, а на первой ступени вероятности ошибок первого рода одинаковы и равны F , справедлива приближенная формула для расчета среднего времени поиска при двухступенчатой процедуре [32]:

$$\bar{T}_n = \frac{T_n}{D} + \frac{(N-1)(2-D)}{2D} (T_n + FT_a), \quad (4.49)$$

где D — вероятность правильного распознавания состояния «с сигналом» на первой ступени обнаружения; T_a — время анализа на второй ступени.

Для трехступенчатой процедуры при тех же условиях надежного обнаружения на последнем этапе [32]:

$$\bar{T}_n = \frac{T_{n1}}{D_1 D_2} + \frac{T_{n2}}{D_2} + \frac{2 - D_1 D_2}{2 D_1 D_2} (N-1) (T_{n1} + F_1 T_{n2} + F_1 F_2 T_a), \quad (4.50)$$

где D_i — вероятность правильного распознавания «состояния с сигналом» на i -й ступени обнаружения; F_i — вероятность ложного обнаружения на i -й ступени обнаружения; T_a — время анализа на третьей ступени.

Формулы (4.49) и (4.50) справедливы при равномерном априорном распределении параметров принимаемого сигнала.

Точный анализ на ЭВМ и оптимизация параметров системы циклического поиска с двумя и тремя ступенями обнаружения для ПСП максимальной длины $N=2047$ с надежным обнаружением на последнем этапе показал [32] возможность использования приближенной методики учета корреляционных свойств ПСП в (4.47) и (4.48).

Из представленных в [32] результатов следует, что применение трехступенчатого поиска дает возможность сократить среднее время поиска в 1,5 раза

по сравнению с двухступенчатым. При переходе от простого циклического поиска к двухступенчатому среднее время поиска уменьшается существенное. Поэтому усложнение системы поиска, связанное с переходом от трехступенчатой процедуры к процедуре с числом ступеней обнаружения, большим трех, обесценивает еще меньший выигрыш и нецелесообразно.

Наилучшие характеристики метода пробных шагов управляемой длительности можно получить, используя циклический поиск с применением последовательной процедуры принятия решений при анализе каждого состояния (процедуры Вальда). Показано [10], что поиск с процедурой принятия решений Вальда близок к оптимальному. Минимальное время поиска на всем множестве неизвестных параметров достигается при минимальном времени анализа в каждом состоянии, связанном с анализом каждого возможного значения параметров из диапазона поиска. Согласно теореме Вальда-Вольфовитца [10], при фиксированных показателях надежности обнаружения минимальное время анализа в каждом состоянии получается при использовании последовательной процедуры, основанной на вычислении текущего отношения правдоподобия и сравнении его с двумя порогами. Дискретный сдвиг опорного сигнала производится только тогда, когда сигнал с выхода блока вычисления отношения правдоподобия, соответствующий некоторым фиксированным параметрам, оказывается меньше нижнего порогового уровня q_n . Если же в некоторый момент будет превышен верхний порог q_n , то принимается решение о наличии сигнала с параметрами, соответствующими параметрам опорного сигнала. Статистические характеристики такой системы поиска рассчитывают также на основе передаточных функций графа переходов из начального состояния в одно из двух поглощающих. В [32] на основе анализа отношения правдоподобия, определяемого по наблюдению сигнала на выходе коррелятора, проведен расчет среднего значения времени поиска для ПСП с идеальными корреляционными свойствами, наблюдаемого на фоне широкополосного нормального шума со спектральной плотностью N_0 . В ситуации, когда вероятность успешного завершения поиска должна быть достаточно высокой, и при равномерном априорном распределении параметров принимаемого сигнала получено выражение

$$\bar{t}_n = \frac{1}{(P_c/N_0)} \left[\frac{1-D}{D} \ln(1-D) + \ln \frac{D}{F} + \frac{N-1}{2} \frac{2-D}{D} \ln \frac{1}{1-D} \right], \quad (4.51)$$

где P_c — мощность полезного сигнала на входе коррелятора; F — вероятность ошибки первого рода при анализе «пустых» состояний; D — вероятность правильного обнаружения при анализе состояния «с сигналом».

Полученная в [32] зависимость нормированного среднего времени поиска от отношения сигнал-шум ρ для последовательной процедуры Вальда приведена на рис. 4.12, б, где для сравнения приведены также зависимости этой характеристики для двухступенчатого и трехступенчатого поиска с надежным обнаружением на последнем этапе при $T_a = 2047\tau_c$ и при оптимальных параметрах. Из сравнения зависимостей следует, что эффективность системы поиска с последовательной процедурой обнаружения Вальда в 4 раза выше, чем у системы при двухступенчатом поиске, и в 2,5 раза выше, чем при трехступенчатом поиске.

5. Общие вопросы проектирования цифровых замкнутых систем синхронизации

5.1. СХЕМЫ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ

На вход системы синхронизации поступает аддитивная смесь $u_{\Sigma}(t)$ сигнала $u_c[t, \lambda_c(t)]$ и помехи $u_n(t)$. Задачей оптимальной системы синхронизации является наилучшее по некоторому критерию отслеживание параметра $\lambda_c(t)$. В частности, задача системы ФАП — отслеживание фазы входного сигнала $\Phi_c(t)$, системы

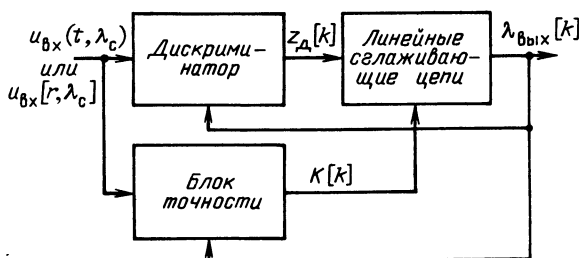


Рис. 5.1. Оптимальная цифровая замкнутая система синхронизации

ЧАП — частоты $\omega_c(t) = \Phi'_c(t)$, ССЗ и системы символьной синхронизации — задержки ПСП и двоичных символов $\tau_c(t)$. Отслеживаемый параметр $\lambda_c(t)$ представляет собой некоторую случайную функцию времени. Его отслеженное значение будет обозначать $\lambda_{\text{вых}}(t)$, а ошибку слежения — $\lambda = \lambda_c - \lambda_{\text{вых}}$ (для краткости здесь и иногда дальше опущен аргумент функций — время t).

Один из наиболее распространенных критериев оптимальности — критерий максимального правдоподобия. В соответствии с ним оптимальным считается алгоритм синхронизации, обеспечивающий получение наиболее правдоподобной оценки $\lambda_{\text{вых}}(t)$, соответствующей максимуму по $\lambda_c(t)$ функционала правдоподобия $\text{Pr} \{u_{\text{вх}}(t)/\lambda_c(t)\}$. Чтобы воспользоваться этим критерием, необходимо знать распределение помехи, но можно не знать априорного распределения параметра $\lambda_c(t)$. В большинстве практических задач этот критерий эквивалентен критерию минимума дисперсии ошибки слежения, т. е. наиболее правдоподобная оценка обладает минимальной дисперсией.

Если распределение помехи априори неизвестно, то встает задача преодоления этой априорной неопределенности. Для ее решения разрабатываются специальные методы — непараметрические, адаптивные, робастные, минимаксные, игровые и др. [26, 38, 15]. Однако применительно к замкнутым системам синхронизации эти методы пока не приобрели такую же теоретическую и практическую завершенность, как методы синтеза при известных статистических характеристиках помехи, поэтому в данной книге их рассматривать не будем.

Так как сигнал u_c зависит от λ_c нелинейно, то стоит задача нелинейной фильтрации [19]. Для ее решения наибольшее распространение получили два метода: Стратоновича (марковский) и Большакова-Репина (гауссовский). В первом методе предполагается, что входная смесь $u_{\text{вх}}(t)$ и фильтруемый параметр λ_c являются компонентами многомерного марковского процесса, во втором методе — гауссовскими процессами. Первый метод — более общий, им синтезируется замкнутая система целиком; второй — более частный: он применим в асимптотическом случае медленных изменений отслеживаемого параметра $\lambda_c(t)$ и малых ошибок слежения $\lambda(t)$, его преимущество — в возможности раздельного синтеза отдельных частей замкнутой системы, упрощающего процедуру синтеза. В дальнейшем ограничимся этим методом (Большакова-Репина). В соответствии с ним структурная схема оптимальной цифровой замкнутой системы синхронизации имеет вид, приведенный на рис. 5.1 [19]. Входная смесь $u_{\text{вх}}[t, \lambda_c(t)]$ подается на два безынерционных (или малоинерционных) блока — дискриминатор и блок точности. На эти же блоки по цепям обратной связи подается оценка $\lambda_{\text{вых}}[k]$. Дискриминатор вырабатывает цифровой сигнал ошибки $z_d[k]$, характеризующий ошибку слежения $\lambda(t)$. Линейные сглаживающие цепи производят линейную инерционную обработку сигнала ошибки. Коэффициент передачи линейных сглаживающих цепей регулируется блоком точности.

Структура линейных сглаживающих цепей зависит от статистических характеристик параметра $\lambda_c(t)$ и от формы спектра помехи на выходе дискриминатора. Эти цепи можно синтезировать в рамках линейной задачи, которая гораздо проще нелинейной. Напротив, структуры нелинейных блоков — дискриминатора

и блока точности—зависят только от формы сигнала $u_c(\lambda_c)$, но не от статистических характеристик параметра $\lambda_c(t)$. Поэтому такие структуры можно синтезировать, положив $\lambda_c(t) = \text{const}$, т. е. заменив задачу фильтрации более простой задачей оценки постоянного параметра [38, 61].

При непрерывном времени наблюдения операция оптимального цифрового дискриминатора заключается в многоуровневом квантовании сигнала на выходе оптимального аналогового дискриминатора, вычисляющего при гауссовских помехах

$$u_d(t_k) = \left\langle \frac{\partial}{\partial \lambda_c} \ln P_{\lambda_c}[u_{\text{вх}}(t)] \right\rangle_{\lambda_c = \lambda_{\text{вых}}}, \quad (5.1)$$

где $P_{\lambda_c}[u_{\text{вх}}(t)]$ —функция правдоподобия отслеживаемого параметра λ_c на интервале $(t_k - \Delta t_d, t_k)$. Величину Δt_d можно выбрать произвольно, но она должна быть намного меньше интервала корреляции процесса $\lambda_c(t)$.

В соответствии с (5.1) дискриминатор вырабатывает сигнал ошибки в дискретные моменты $t_k = k\Delta t_d$, т. е. производит дискретизацию с периодом Δt_d .

При дискретном времени наблюдения сигнал ошибки цифрового дискриминатора

$$z_d[k] = \left\langle \frac{\partial}{\partial \lambda_c} \ln P_{\lambda_c}(z_{\text{вх}}[r]) \right\rangle_{\lambda_c = \lambda_{\text{вых}}}, \quad (5.2)$$

где $P_{\lambda_c}(z_{\text{вх}}[r])$ —функция правдоподобия либо одного отсчета (при этом $\Delta t_d = T_d$, $k=r$), либо группы из i отсчетов (при этом $\Delta t_d = iT_d$; $k=r/i$ —порядковый номер сигнала ошибки).

Структура линейных сглаживающих цепей зависит от статистических характеристик параметра $\lambda_c(t)$ и шума на выходе дискриминатора. Эти цепи можно синтезировать в рамках линейной задачи, которая гораздо проще нелинейной.

Блок точности вычисляет величину

$$K[k] = \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \lambda_c^2} \ln P_{\lambda_c}[u_{\text{вх}}(t)] \right\rangle_{\lambda_c = \lambda_{\text{вых}}}.$$

Если все параметры сигнала $u_{\text{вх}}(t)$, кроме $\lambda_c(t)$, известны (случай так называемого регулярного сигнала), а шум $u_{\text{ш}}(t)$ стационарен, то $K[k]$ можно заменить его средним значением. При этом блок точности в схеме рис. 5.1 может быть исключен и оптимальная схема упростится (рис. 5.2). Блок точности необходим, если по случайному закону изменяется отношение сигнал-шум.

Сравним схемы оптимальных замкнутых систем синхронизации (см. рис. 5.1 и 5.2) с функциональными схемами реальных систем. Обобщенная функциональная схема замкнутых цифровых систем синхронизации, получивших распространение на практике, представлена на рис. 5.3. Эта схема похожа на оптимальную схему рис. 5.2, хотя между ними имеются и различия. В обеих схемах цифровой дискриминатор вырабатывает цифровой сигнал ошибки $z_d[k]$, характеризующий в среднем ошибку слежения $\lambda = \lambda_c - \lambda_{\text{вых}}$. В оптимальной схеме (см. рис. 5.2) в дискриминаторе сосредоточена вся нелинейная часть системы; по петле обратной связи на него подается отслеженное значение параметра $\lambda_{\text{вых}}$. В реальной схеме рис. 5.3 дискриминатор соответствует определенному аппаратному или аппаратно-программному блоку; по петле обратной связи на него подается выходное

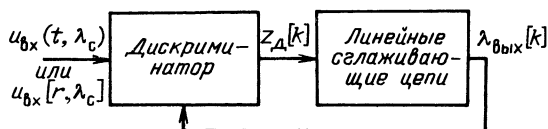


Рис. 5.2. Упрощенная оптимальная система синхронизации

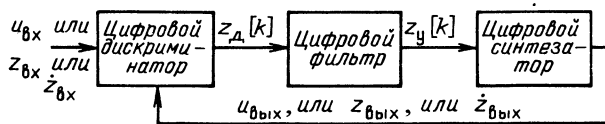


Рис. 5.3. Обобщенная реальная схема синхронизации

колебание ($u_{\text{вых}}$, или $z_{\text{вых}}$, или $\dot{z}_{\text{вых}}$), нелинейно зависящее от $\lambda_{\text{вых}}$ и являющееся для дискриминатора опорным. Следовательно, в схеме рис. 5.3 нелинейный не только цифровой дискриминатор, но и цифровой синтезатор, формирующий выходное колебание. В ССН (ФАП и ЧАП) цифровой синтезатор представляет собой ЦСЧ или ЦСО, рассмотренный в гл. 3. В остальных случаях цифровой синтезатор строится в виде последовательного соединения ЦСЧ и блока формирования опорного колебания.

Третий блок в схеме рис. 5.3 — цифровой фильтр — преобразует сигнал ошибки $z_d[k]$ в сигнал $z_y[k]$, управляющий частотой выходного колебания, вырабатываемого цифровым синтезатором. В некоторых случаях можно провести четкую границу между цифровым фильтром и цифровым синтезатором, т. е. в явном виде указать сигнал $z_y[k]$, однозначно определяющий частоту ЦСЧ. В других случаях граница между цифровым фильтром и цифровым синтезатором «размыта»: так бывает, в частности, в системах, когда вырабатываются два отдельных сигнала управления — по частоте и по фазе ЦСЧ.

Схема непосредственно отражает построение многих систем синхронизации, в частности ССЗ. Однако в некоторых ССН сравнение λ_c и $\lambda_{\text{вых}}$ происходит сложнее — используют несколько опорных колебаний. Например, в ССН рис. 1.15 одно опорное колебание (аналоговое с частотой $\omega_0 = \text{const}$) подается на АЦКП, а другое (цифровое с полной фазой $\Phi_r[r]$) — на комплексный перемножитель. При этом $\varphi(t) = \Phi_c(t) - \Phi_{\text{вых}}(t)$, где $\Phi_{\text{вых}}(t) = \omega_0 t + \Phi_r(t)$, $\Phi_r(t)$ — непрерывная функция, совпадающая с $\Phi_r[r]$ в моменты дискретизации $t_r = rT_d$. Иными словами, здесь фаза $\Phi_{\text{вых}}(t)$ отличается от фазы опорного колебания на выходе цифрового синтезатора $\Phi_r(t)$ на величину фазы $\omega_0 t$ другого опорного колебания. Аналогичное отличие имеет место и в ССН на рис. 1.16, 1.18—1.21. В отличие от этого в ССН на рис. 1.14 и 1.17 фаза $\Phi_{\text{вых}}(t)$ совпадает с фазой опорного колебания цифрового синтезатора $\Phi_0(t)$.

5.2. ОПТИМАЛЬНЫЙ ДИСКРИМИНАТОР

При непрерывном времени наблюдения регулярного периодического сигнала и выборе времени Δt_d , кратного или намного большего его периода, оптимальный дискриминатор представляет собой перемножитель входной смеси $u_{\text{вх}}(t, \lambda_c)$ на опорный сигнал

$$u_{\text{вых}}(t, \lambda_{\text{вых}}) \sim \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_c} u_c(t, \lambda_c) \right]_{\lambda_c = \lambda_{\text{вых}}}, \quad (5.3)$$

пропорциональный производной по параметру входного сигнала. Для системы ФАП из (5.3) имеем:

$$u_{\text{вых}}(t, \Phi_{\text{вых}}) = -U_{\text{вых}} \sin \Phi_{\text{вых}}(t). \quad (5.4)$$

При дискретном времени наблюдения действительного сигнала оптимальный дискриминатор усложняется: перед перемножением на опорный сигнал необходимо из входной смеси вычесть ожидаемый сигнал ([63], рис. 1.8). Вычитающее звено можно опустить, если частота дискретизации намного выше частоты сигнала. Если АЦП расположен до петли системы ФАП, то при недостаточной высокой частоте дискретизации отбрасывание вычитающего звена может привести к значительным ошибкам. Если же замыкание петли системы ФАП происходит через АЦП, то частота и фаза опорного (выходного) колебания подстраиваются под

частоту и фазу входного сигнала таким образом, что в моменты дискретизации $\cos \Phi_{\text{вх}}[r] \approx 0$, $\sin \Phi_{\text{вх}}[r] \approx 1$, $z_d[r] = z_{\text{вх}}[r]$. При этом вычитающее звено не нужно, а роль перемножителя выполняет АЦП (подробнее см. [63], с. 25).

В случае комплексного входного сигнала выходной сигнал оптимального дискриминатора системы ФАП равен мнимой части произведения комплексного входного сигнала $\dot{z}_{\text{вх}} = z_c + jz_s$ на комплексную опорную экспоненту $\dot{z}_{\text{вх}} = \exp(-j\Phi_{\text{вх}}) = z_{\text{вх}} c - jz_{\text{вх}} s$ ([63], с. 22—23):

$$z_d = \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}} \cdot \dot{z}_{\text{вх}}] = z_{\text{вх}} c z_s - z_{\text{вх}} s z_c. \quad (5.5)$$

Конкретизируем теперь алгоритм оптимального дискриминатора ПСП ([63], с. 23). При генерации подобный сигнал может считаться двухуровневым (см. рис. 1.22, а). Для формирования опорного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ согласно (5.3) необходимо найти производную от этого двухуровневого сигнала по времени. Эта производная представляет собой последовательность дельта-импульсов положительной и отрицательной полярности. В реальных схемах операцию вычисления производной заменяют операцией вычисления конечной разности, т. е. от последовательности дельта-импульсов переходят к последовательности коротких прямоугольных импульсов (см. рис. 1.22, б). При этом существует некоторый произвол в выборе величины τ_0 . Целесообразное значение τ_0 определяется ниже при анализе ССЗ. При непрерывном времени наблюдения оптимальный дискриминатор ССЗ представляет собой перемножитель входной смеси $u_{\text{вх}}(t)$ на опорный сигнал $P'(t, \tau_{\text{вх}})$ (см. рис. 1.22, б). При дискретном времени наблюдения и расположении АЦП до контура ССЗ оптимальный дискриминатор усложняется: перед перемножением $u_{\text{вх}}[r]$ на $P'[r, \tau_{\text{вх}}]$ из входной смеси необходимо вычесть ожидаемый сигнал. На практике это разностное звено (как и в случае гармонического сигнала) обычно опускают, что может привести к значительным ошибкам при недостаточном большом отношении частот f_d/f_T (об этом уже говорилось в §. 1.3).

Выше рассмотрены оптимальные дискриминаторы при непрерывном и дискретном времени наблюдения входного процесса в отсутствие квантования (однако дискретизация в них проводится!). Этот случай является предельным для очень большого числа уровней квантования, когда ошибкой квантования можно пренебречь. Другой предельный случай — бинарное квантование. По сравнению с рассмотренными случаями здесь лишь меняется форма опорного колебания: вместо (5.3) имеем ([63], с. 27)

$$u_{\text{вх}}(t, \lambda_{\text{вх}}) = \left\langle \frac{\partial}{\partial \lambda_c} \arctg \left\{ 2\Phi \left[\frac{u_c(t, \lambda_c)}{\sigma_u} - 1 \right] \right\} \right\rangle_{\lambda_c = \lambda_{\text{вх}}} \quad (5.6)$$

Однако при $u_c/\sigma_u \leq 1$ функцию в правой части (5.6) можно разложить в степенной ряд и с небольшой ошибкой ограничиться линейным членом, при этом форма опорного колебания в случае бинарного квантования остается той же, что и в отсутствие квантования.

Перейдем к фазовой обработке квазигармонического сигнала. В случае, когда АЦП предшествует контуру ФАП, оптимальный алгоритм дискриминатора ([63], с. 28)

$$z_d[r] = \sin(\varphi_k[r] - \varphi_{\text{вх}}[r]). \quad (5.7)$$

Здесь $\varphi_k[r]$ — результат квантования относительной фазы входной смеси $\varphi_{\text{вх}}(t)$ на произвольное число эквидистантных уровней. Входная $\varphi_{\text{вх}}$ и выходная $\varphi_{\text{вх}}$ относительные фазы отсчитываются от фазы $\Phi_0(t) = \omega_0 t$ опорного колебания дискретного фазометра, причем $\omega_0 = \omega_{\text{ф}} = \text{const}$. Формула (5.7) получена в предположении малого входного отношения сигнал-шум $s \ll 1$.

В рассматриваемом дискриминаторе [63, с. 28] от квантованных отсчетов $\varphi_k[r]$ входной фазы $\varphi_{\text{вх}}(t)$ отнимаются отсчеты выходной фазы $\varphi_{\text{вх}}[r]$ и над их разностью $\theta'_k = \varphi_k - \varphi_{\text{вх}}$ производится нелинейное преобразование $\gamma(\theta'_k)$, причем в идеале $\gamma(\theta'_k) = \sin \theta'_k$.

При расположении АЦП внутри контура ФАП в случае $s \ll 1$ оптимальный дискриминатор также имеет синусную форму характеристики ([63], с. 29):

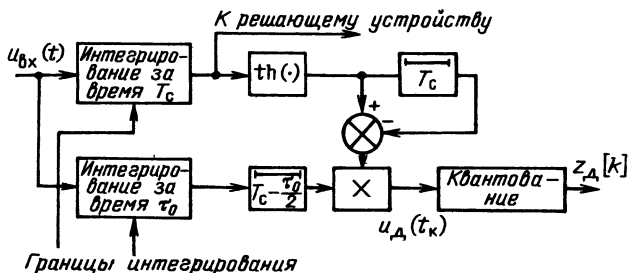


Рис. 5.4. Оптимальный дискриминатор символьной синхронизации

$$z_{д}[r] = \psi(\theta) = \sin \theta_x[r]. \quad (5.8)$$

Разность фаз $\theta(t) = \Phi_{вх}(t) - \Phi_{вых}(t)$ здесь образуется в аналоговой части, а в дискриминаторе производится квантование этой разности на произвольное число эквидистантных уровней (результат квантования — θ_k) и нелинейное преобразование $\psi(\theta_k)$, в идеале — синусное.

Перейдем к синхронизации случайного сигнала.

На рис. 5.4 изображен оптимальный дискриминатор системы синхронизации равновероятных двоичных символов $\mu = \pm 1$ при непрерывном времени наблюдения входного видеосигнала $u_{вх}(t)$ ([63], рис. 1.12). Результат интегрирования входной смеси $u_{вх}(t)$ за длительность символа T_c используется для вынесения решения $\hat{\mu}$ о значении передаваемого символа решающим устройством. Середины интервалов интегрирования в нижнем канале совпадают с началами интервалов интегрирования в верхнем канале. Для приведения результатов интегрирования к одному моменту в нижнем канале имеется линия задержки на время $T_c - \tau_0/2$. О выборке величины τ_0 можно сказать то же, что уже говорилось при описании оптимального дискриминатора ССЗ. Результат интегрирования в верхнем канале подвергается нелинейному преобразованию, описываемому функцией гиперболического тангенса. Границы интегрирования определяются оценками временного положения границ символов, т. е. выходным сигналом системы символьной синхронизации.

При дискретном времени наблюдения входной смеси, большом числе уровней квантования и большой частоте дискретизации структура оптимального дискриминатора, изображенная на рис. 5.4, сохраняется, однако вместо квантователя на выходе дискриминатора появляется АЦП на его входе, а интегрирование заменяется суммированием. Суммирование необходимо проводить по всем r , для которых моменты дискретизации лежат внутри интервалов времени, определяемых соответствующими пределами интегрирования.

Для надежного приема информации отношение сигнал-шум на символ информации $q^2 = 2P_c T_c / N_0$ должно быть достаточно большим. При этом нелинейная функция $\text{th} x$ хорошо аппроксимируется знаковой функцией $\text{sgn} x$. На выходе блока $\text{sgn} x$ получается оптимальная оценка символа $\hat{\mu} = \pm 1$, а на выходе следующего за ним блока, состоящего из линии задержки на длительность символа T_c и вычитающего звена, получается 0, если соседние символы одинаковы (+1, +1 или -1, -1); +2, если за символом -1 следует +1; -2 в противоположном случае. Этот блок называют блоком логики или детектором перехода.

При синхронизации сигнала, модулированного потоком случайных двоичных символов $\mu = \pm 1$, по фазе (ФАП) и по задержке (ССЗ), оптимальные дискриминаторы в случае $q^2 \gg 1$ отличаются от рассмотренных выше дискриминаторов ФАП и ССЗ включением в их состав только что рассмотренной цепочки из оптимального демодулятора символов, блока логики и перемножителя. Эта цепочка проводит снятие (свертку) двоичной информации.

Итак, выше рассмотрены оптимальные дискриминаторы ФАП, ССЗ и символьной синхронизации. Попытка получить оптимальный дискриминатор ЧАП по нефлуктуирующему сигналу рассмотренным (гауссовским) методом приводит

к трудности: опорное колебание, вычисляемое по (5.3), в этом случае содержит в качестве сомножителя текущее время t , т. е. является нестационарным. Поэтому применительно к задаче оптимального слежения за частотой нефлуктуирующего по амплитуде сигнала удобнее марковский метод, который приводит к следующему результату ([58], с. 278): оптимальной следящей за частотой системой является ФАП (а не ЧАП!).

5.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИСКРИМИНАТОРОВ. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ СИСТЕМ

Основными характеристиками дискриминаторов (как оптимальных, так и реальных; как аналоговых, так и цифровых) являются дискриминационная и флуктуационная характеристики. Обе характеристики вычисляются для фиксированной ошибки слежения $\lambda = \text{const}$.

Дискриминационная характеристика — зависимость математического ожидания сигнала ошибки на выходе дискриминатора от ошибки слежения:

$$a(\lambda) = \overline{z_d(k, \lambda)}. \quad (5.9)$$

Если это математическое ожидание зависит от времени (номера отсчета k), то при вычислении дискриминационной характеристики проводят также усреднение по времени за период опорного сигнала.

Флуктуационная характеристика $N_d(\lambda)$ — зависимость от λ спектральной плотности мощности выходного сигнала дискриминатора на нулевой частоте. Использование флуктуационной характеристики равносильно пренебрежению зависимостью спектральной плотности мощности от частоты, что допустимо при условии, что эта зависимость относительно слабая. Это условие в большинстве практических случаев выполняется (см. гл. 7). При выполнении этого условия шумовую составляющую выходного сигнала дискриминатора аппроксимируют эквивалентным белым шумом $\xi_3(t)$ со спектральной плотностью $N_d(\lambda)$. Во многих практических случаях можно пренебречь также зависимостью N_d от λ , т. е. считать $N_d(\lambda) = N_d = \text{const}$.

С помощью дискриминационной и флуктуационной характеристик можно представить эквивалентную схему замкнутой системы синхронизации в виде, изображенном на рис. 5.5. На этом рисунке $g_\Phi(t, \tau)$ — нестационарная (в общем случае) импульсная переходная функция линейных сглаживающих цепей.

Желательно, чтобы $a(\lambda) = 0$ при $\lambda = 0$, так как иначе в замкнутой системе будет ошибка смещения. Будем полагать это условие выполненным. В большинстве случаев дискриминационная характеристика в районе $\lambda = 0$ линейна и при относительно точном слежении λ не выходит за пределы этого линейного участка (квазилинейный режим работы). При этом $a(\lambda) = k_d \lambda$, где $k_d = [da(\lambda)/d\lambda]_{\lambda=0}$ — коэффициент передачи дискриминатора.

Основной характеристикой качества дискриминатора является его *эквивалентная флуктуационная характеристика*

$$N_d = N_d / k_d^2. \quad (5.10)$$

Схема замкнутой системы в квазилинейном режиме получается заменой на рис. 5.5 дискриминационной характеристики $a(\lambda)$ коэффициентом передачи k_d .

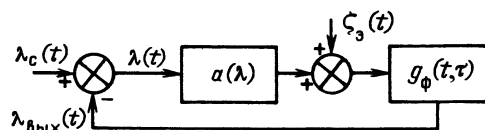


Рис. 5.5. Оптимальная замкнутая система синхронизации

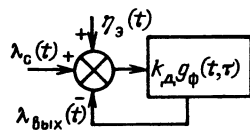


Рис. 5.6. Квазилинейная замкнутая оптимальная система синхронизации

Пересчитав белый шум $\xi_z(t)$ с выхода дискриминатора на его вход, приходим к схеме, изображенной на рис. 5.6. На этом рисунке $\eta_z(t) = \xi_z(t)/k_d$ — эквивалентный белый шум со спектральной плотностью N_z .

Приступим к рассмотрению эквивалентных флуктуационных характеристик оптимальных дискриминаторов. Их можно найти путем непосредственного анализа приведенных выше схем оптимальных дискриминаторов. Отдадим предпочтение, однако, другому способу. В соответствии с рассматриваемым гауссовским методом синтеза в качестве оптимального дискриминатора можно использовать оптимальный разомкнутый измеритель параметра λ , производящий за время накопления T_n оптимальную оценку этого параметра $\lambda_{\text{вых}}$. Полагая, что он обеспечивает несмещенную оценку $\lambda_{\text{вых}}$, т. е. $\bar{\lambda}_d = \lambda_{\text{вых}}$, приходим к выводу, что его дискриминационная характеристика линейна во всем диапазоне измерения, причем $k_d = 1$. Этот дискриминатор в различные отрезки времени T_n обеспечивает независимые измерения (из-за широкополосности входного шума), поэтому спектр $z_d[k]$ равномерен и $Dz_d = N_d/2T_n$, следовательно,

$$N_z = Dz_d(2T_n). \quad (5.11)$$

Для расчета N_z приведем формулы для дисперсий оценок оптимальных измерителей. Эти формулы представляют также и самостоятельный интерес.

Дисперсия оценки фазы гармонического сигнала

$$u_c(t) = U_c \cos[\omega_0 t + \varphi]$$

с известной амплитудой и частотой ([58], с. 187):

$$D\hat{\varphi} = N_0/(2P_c T_n). \quad (5.12)$$

То же для сигнала $u_c(t) = \mu U_c \cos[\omega_0 t + \varphi]$, где паразитный параметр μ принимает с равной вероятностью значения ± 1 :

$$D\hat{\varphi} = \frac{N_0}{2P_c T_n \left[2\Phi\left(\sqrt{\frac{2P_c T_n}{N_0}}\right) - 1 \right]^2}. \quad (5.13)$$

Дисперсия оценки частоты гармонического сигнала с равновероятной случайной фазой ([58], с. 200):

$$D\hat{\omega} = \frac{6N_0}{P_c T_n^3}. \quad (5.14)$$

Дисперсия оценки задержки видеосигнала и радиосигнала со случайной начальной фазой ([58], с. 190 и 197):

$$D\hat{\tau} = \frac{N_0}{2P_c T_n \Delta\omega_c^2}, \quad (5.15)$$

где $\Delta\omega_c^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \omega^2 |Z(j\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} |Z(j\omega)|^2 d\omega}$ — среднеквадратическая ширина спектра $Z(j\omega)$ видеосигнала или комплексной огибающей радиосигнала.

Для ПШС, пропущенного через идеализированный полосовой фильтр с прямоугольной частотной характеристикой шириной $\Delta\omega_\phi$ при $\Delta\omega_\phi \tau_s > 1$

$$\Delta\omega_c^2 \approx 2\Delta\omega_\phi/(\pi\tau_s). \quad (5.16)$$

Отметим, что в отсутствие угловой модуляции оптимальные оценки частоты и задержки не коррелированы друг с другом и дисперсии их совместных оценок равны вышеприведенным. Иными словами, неизвестность частоты не снижает потенциальную точность измерения задержки, равно как и неизвестность задержки не снижает потенциальную точность измерения частоты.

Найдем теперь эквивалентные флуктуационные характеристики дискриминаторов в виде оптимальных разомкнутых измерителей отслеживаемого параметра: с помощью (5.12)—для системы ФАП по гармоническому сигналу

$$N_s = N_0/P_c; \quad (5.17)$$

с помощью (5.13)—для системы ФАП по сигналу, модулированному потоком двоичных символов (при известных границах символов), т. е. для так называемой системы ФАП с обратной связью по решению:

$$N_s = \frac{N_0}{P_c [2\Phi(q) - 1]^2}; \quad (5.18)$$

с помощью (5.14)—для системы ЧАП

$$N_s = \frac{12N_0}{P_c T_n^2}; \quad (5.19)$$

с помощью (5.15)—для ССЗ

$$N_{s\tau} = \frac{N_0}{P_c \Delta\omega_c^2}; \quad (5.20)$$

для системы символьной синхронизации

$$N_{s\tau} = \frac{N_0}{P_c \Delta\omega_c^2 [2\Phi(q) - 1]^2}. \quad (5.21)$$

Непосредственный анализ синтезированных в предыдущем параграфе дискриминаторов приводит для эквивалентной флуктуационной характеристики при $q^2 \gg 1$:

для системы ФАП—к формулам (5.17), (5.18);

для ССЗ и системы символьной синхронизации—к формулам (5.20) и (5.21), если в них подставить

$$\Delta\omega_c^2 = 2(\tau_0\tau_s)^{-1}.$$

До сих пор предполагалось, что дискриминатор является малоинерционным по сравнению с линейными сглаживающими цепями. Выясним теперь с помощью выражений (5.17)—(5.21), когда это возможно. Как видно из (5.17) и (5.20), эквивалентные флуктуационные характеристики дискриминаторов системы ФАП и ССЗ не зависят от времени накопления T_n , следовательно, эти дискриминаторы могут быть безынерционными. В выражения эквивалентных характеристик дискриминаторов системы ФАП с обратной связью по решению (5.18) и системы символьной синхронизации (5.21) входит длительность символа T_c (через параметр q). Эта длительность и определяет инерционность данных дискриминаторов. Их можно считать малоинерционными, если полоса Δf_s соответствующих замкнутых систем значительно меньше T_c^{-1} . Наконец, эквивалентная флуктуационная характеристика оптимального измерителя частоты (5.19) обратно пропорциональна квадрату времени накопления T_n . Следовательно, выгодно делать такой дискриминатор как можно более инерционным. Но это приводит к тому, что при любой полосе системы Δf_s условие малоинерционности дискриминатора будет нарушено. Следовательно, оптимальный разомкнутый измеритель частоты не может быть оптимальным дискриминатором в следящей за частотой нефлуктуирующего сигнала системе. Отметим, что, как следует из марковской теории нелинейной фильтрации, оптимальной следящей за частотой системой может быть система ФАП, т. е. система с фазовым, а не с частотным дискриминатором [58]. В то же время для флуктуирующего сигнала оптимальная следящая за частотой сигнала система может быть построена с помощью частотного дискриминатора [19].

Рассмотрим построение оптимальных дискриминаторов.

Оптимальный разомкнутый алгоритм измерения фазы гармонического сигнала с известной частотой ω_0 следующий ([58], с. 188):

$$\hat{\phi} = \arctg(X/Y), \quad (5.22)$$

$$\text{где } X = - \int_0^{T_n} [u_{\text{вх}}(t) \sin \omega_0 t] dt; \quad Y = \int_0^{T_n} [u_{\text{вх}}(t) \cos \omega_0 t] dt.$$

Оптимальное устройство измерения частоты сигнала с неизвестной фазой представляет собой анализатор комплексного спектра входной смеси и устройство определения максимума модуля спектра (см. гл. 4). Соответствующая максимуму частота и есть оптимальная оценка ([58], с. 199). Оптимальное устройство оценки задержки сигнала также многоканальное. Дискриминаторы в виде таких оптимальных измерителей довольно сложны. Для малых ошибок λ они могут быть значительно упрощены практически без потери помехоустойчивости (алгоритмы именно таких упрощенных дискриминаторов и синтезируются квазилинейным методом Большакова-Репина). В частности, оптимальным дискриминатором фазы гармонического сигнала в системе ФАП является перемножитель входной смеси на гармоническое опорное колебание.

Платой за упрощение дискриминаторов, т. е. за замену измерителей, оптимальных в широком диапазоне изменения λ , измерителями, оптимальными лишь при малых λ , является значительное увеличение времени втягивания замкнутых систем в синхронизм или даже их полная неработоспособность при больших λ . Поэтому в последнее время иногда идут на усложнение дискриминаторов, например, используют арктангенсный дискриминатор (5.22) [4] в системе ФАП вместо более простого (и поэтому чаще используемого) дискриминатора в виде перемножителя.

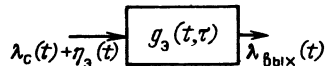
5.4. ЛИНЕЙНЫЕ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ЦЕПИ. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ СЛЕЖЕНИЯ

После синтеза оптимального дискриминатора и определения его эквивалентной флуктуационной характеристики $N_{\text{зонт}}$ можно перейти к синтезу оптимальных сглаживающих цепей и расчету дисперсии ошибки слежения σ_λ^2 в квазилинейном режиме. Это удобно сделать с помощью схемы рис. 5.6. Замкнутая линейная система на рис. 5.6 эквивалентна разомкнутой линейной системе (рис. 5.7) с импульсной характеристикой $g_\lambda(t, \tau)$, которая связана с импульсной характеристикой сглаживающих цепей $g_\phi(t, \tau)$ следующим интегральным уравнением ([48], с. 158):

$$k_d g_\phi(t, \tau) = g_\lambda(t, \tau) + k_d \int_\tau^t g_\lambda(\theta, \tau) g_\phi(t, \theta) d\theta. \quad (5.23)$$

Фильтр с импульсной характеристикой $g_\lambda(t, \tau)$, обеспечивающий минимум дисперсии ошибки $\lambda(t)$, называется винеровским. Методы нахождения его импульсной характеристики $g_\lambda(t, \tau)$ и дисперсии ошибки σ_λ^2 описаны во многих книгах [38, 58, 19, 48]. После определения $g_\lambda(t, \tau)$ можно, решив уравнение (5.23), найти $g_\phi(t, \tau)$.

Рис. 5.7. Эквивалентная оптимальная разомкнутая система



Задача значительно упрощается при синтезе оптимальных стационарных сглаживающих цепей, которым соответствует стационарный винеровский фильтр, т. е. при отказе от синтеза в переходном процессе. В этом случае частотные характеристики оптимальных сглаживающих цепей $K_n(j\omega)$ и винеровского фильтра

$K_3(j\omega)$ связаны друг с другом следующим образом:

$$K_3(j\omega) = \frac{k_d K_d(j\omega)}{1 + k_d K_d(j\omega)}; \quad K_d(j\omega) = \frac{k_d^{-1} K_3(j\omega)}{1 - K_3(j\omega)},$$

а стационарная дисперсия ошибки слежения

$$\sigma_\lambda^2 = \frac{N_\gamma}{2\pi} \int_0^\infty |K_3(j\omega)|^2 d\omega.$$

Пример 5.1. ([19], п. 6.8.1).

Односторонняя спектральная плотность мощности процесса $\lambda_c(t)$

$$S_{\lambda_c}(\omega) = 4\sigma_{\lambda_c}^2 T / (1 + \omega^2 T^2).$$

Здесь $\sigma_{\lambda_c}^2$ — дисперсия процесса $\lambda_c(t)$, который может быть получен пропусканием белого шума со спектральной плотностью $4\sigma_{\lambda_c}^2 T$ через фильтр с передаточной функцией $K(p) = (1 + pT)^{-1}$.

$$K_d(j\omega) = [\sqrt{1 + \rho} - 1] / [k_d(1 + j\omega T)]; \quad (5.24)$$

$$\sigma_\lambda^2 = 2\sigma_{\lambda_c}^2 / (1 + \sqrt{1 + \rho}). \quad (5.25)$$

Здесь $\rho = 4\sigma_{\lambda_c}^2 T N_\gamma^{-1}$ — отношение дисперсии процесса $\lambda_c(t)$ к дисперсии помехи $\eta(t)$, взятой в полосе процесса $\lambda_c(t)$.

Оптимальные сглаживающие цепи в переходном режиме в данном случае состоят из того же стационарного фильтра с частотной характеристикой (5.24) и последовательно с ним включенного безынерционного звена с монотонно уменьшающимся от $0,5(1 + \sqrt{1 + \rho})$ до 1 коэффициентом усиления. Переменность коэффициента усиления приводит в данном случае к небольшому уменьшению дисперсии ошибки слежения в переходном режиме (но, разумеется, не в стационарном).

5.5. ЦИФРОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

В отличие от цифровых дискриминаторов, которые строят по-разному в различных следящих системах и поэтому изучаются ниже в соответствующих главах, цифровые фильтры (как и ЦСЧ) строят в основном одинаково во всех замкнутых СФС, в связи с чем рассмотрим их в данной главе. Построение цифрового фильтра определяется, прежде всего, наличием или отсутствием микроЭВМ в составе ЦРПС.

При наличии микроЭВМ цифровой фильтр реализуется программным способом. В наиболее распространенном случае 2-го порядка астатизма в микроЭВМ программируется следующий алгоритм цифрового фильтра:

$$z_y[k] = z_y[0] + k_1 z_d[k] + k_2 \sum_{s=1}^k z_d[s], \quad (5.26)$$

или то же самое в рекуррентной форме:

$$z_y[k] = z_y[k-1] - k_1 z_d[k-1] + (k_1 + k_2) z_d[k]. \quad (5.27)$$

Этот фильтр эквивалентен параллельному соединению пропорционального и дискретного интегрирующего (суммирующего) звеньев с коэффициентами передачи k_1 и k_2 соответственно.

Рассмотрим основные способы аппаратной реализации цифровых фильтров в отсутствие микроЭВМ [63], зависящие, прежде всего, от вида кода на входе цифрового фильтра, т. е. на выходе дискриминатора. Когда выходной сигнал дискриминатора представлен в унитарном (счетно-импульсном) коде, в качестве

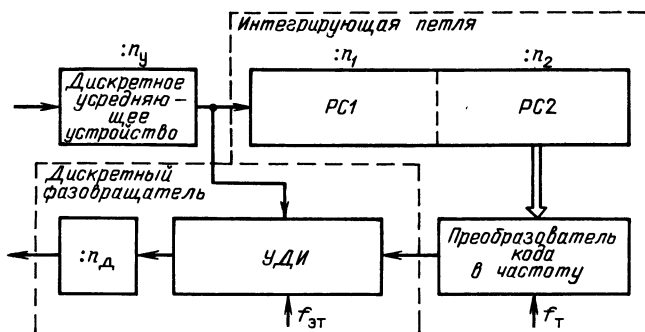


Рис. 5.8. Объединение цифрового фильтра и ЦСЧ в системах 2-го порядка астатизма с дискретным управлением фазой (РС — реверсивный счетчик)

цифрового фильтра широко применяют так называемые дискретные усредняющие устройства различных типов. Эти устройства регулируют коэффициент передачи пропорциональной петли.

Простейшее дискретное усредняющее устройство состоит из двух счетчиков-делителей, на каждый из которых подаются импульсы одного знака, снимаемые с соответствующих выводов дискриминатора. Введение цепей перекрестной связи между счетчиками позволяет получить другой вариант дискретного усредняющего устройства, в котором при появлении импульса на выходе одного из счетчиков-делителей происходит сброс накопленного числа в другом.

Наибольшее распространение получили дискретные усредняющие устройства с реверсивным счетчиком, возможные состояния которого — n_y ; $-(n_y-1); \dots; 0; \dots; n_y-1; n_y$, причем крайние из них неустойчивые. При их достижении реверсивный счетчик обычно устанавливается либо в нулевое состояние, либо в противоположное крайнее устойчивое (например, из $-n_y$ в n_y-1).

Отметим, что, как показывает теоретический анализ, помехоустойчивость замкнутой системы синхронизации мало зависит от типа используемого дискретного усредняющего устройства.

Для регулировки коэффициента передачи пропорциональной петли с одновременным преобразованием унитарного кода в двоичный используется реверсивный счетчик с принудительным сбросом. Считывание числа со счетчика и его сброс производятся с частотой $F_{сбр} = F_{он}/i_1$, где i_1 — целое число, $F_{он}$ — частота опорного колебания дискриминатора. Значение кода в момент считывания (при $z_d = \text{const}$)

$$z_n = z_d F_{он}/F_{сбр} = z_d i_1.$$

Коэффициент передачи петли изменяют изменением частоты $F_{сбр}$.

В качестве цифрового интегратора (сумматора) значений унитарного кода с одновременным преобразованием его в двоичный используют реверсивный счетчик без сброса. Параллельный двоичный код в счетчике за r периодов опорного колебания

$$z_n[r] = \sum_{i=1}^r z_d[i]. \quad (5.28)$$

При считывании накопленного значения кода лишь со старших разрядов реверсивного счетчика коэффициент передачи дискретного интегратора уменьшается в $n_2 = 2^l$ раз (для двоичного счетчика), где l — число пропущенных разрядов.

Как уже говорилось в § 5.1, иногда нельзя провести четкую границу между цифровым фильтром и ЦСЧ. Пример такого неразделимого объединения этих двух блоков приведен на рис. 5.8 [63] для реализации второго порядка астатизма замкнутой системы. Входной сигнал с выхода дискриминатора поступает в счетно-импульсном коде на дискретное усредняющее устройство (с коэффициентом

счета n_y). Поток импульсов с его выхода поступает на устройство добавления и исключения импульсов (УДИ), обеспечивая пропорциональное регулирование в системе. Роль цифрового интегратора выполняет реверсивный счетчик, младшие разряды которого (с емкостью n_1) обозначены как реверсивный счетчик 1, а старшие (с емкостью n_2) — как реверсивный счетчик 2. Интегральная составляющая закона регулирования, пропорциональная коду в реверсном счетчике 2, в виде последовательности импульсов с выхода преобразователя кода в частоту также поступает на УДИ, где обе составляющие суммируются путем добавления импульсов к последовательности импульсов эталонной частоты f_{Σ} или исключения их из этой последовательности. Преобразователь кода в частоту представляет собой ЦСЧ на основе сложения потоков импульсов (см. рис. 3.11) или на накопительном сумматоре (см. рис. 3.12) без счетчика-делителя на n_d . Этот счетчик-делитель ставится после УДИ и вместе с ним образует дискретный фазовращатель. Используемая его замкнутая система синхронизации называется системой с дискретным управлением фазой.

5.6. КВАЗИЛИНЕЙНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ

5.6.1. Квазинепрерывная модель

Рассматриваемые цифровые замкнутые системы синхронизации должны быть относительно узкополосными, чтобы обеспечить высокое отношение сигнал-шум на их выходе. В большинстве случаев инженерный расчет этих систем может быть проведен с помощью приближенного квазинепрерывного метода — с использованием квазинепрерывной модели, изображенной на рис. 5.9, а. Эта общая модель состоит из двух частей — линейной части с передаточной функцией $K_d(p)$ и дискриминатора. Модель дискриминатора, в свою очередь, состоит из разностного звена, нелинейного звена с дискриминационной характеристикой (ДХ) $a(\lambda)$; суммарного звена, на который поступает белый шум $\xi_3(t)$ со спектральной плотностью, равной флуктуационной характеристике дискриминатора N_d . В квазилинейном режиме, когда ошибка слежения не выходит за пределы линейного участка ДХ, модель упрощается и принимает вид, изображенный на рис. 5.9, б. На этом рисунке $\eta_3(t)$ — белый шум со спектральной плотностью N_s . Схемы на рис. 5.9 отличаются от схем на рис. 5.5 и 5.6 тем, что первые являются схемами с постоянными, а вторые — с переменными параметрами.

Передаточная функция $K_d(p)$ представляет собой произведение передаточных функций цифрового фильтра (ЦФ) и цифрового синтезатора (ЦС):

$$K_d(p) = K_{ЦФ}(p) K_{ЦС}(p).$$

Заменяя в (5.26) дискретные величины непрерывными, а сумму — интегралом:

$$\sum_{s=1}^k z_d[s] \rightarrow F_p \int_0^t z_d(t') dt',$$

находим

$$K_{ЦФ}(p) = k_1 + k_2 F_p / p. \quad (5.29)$$

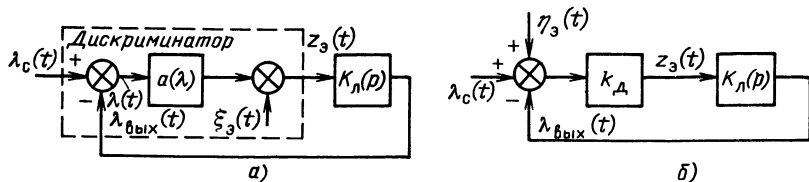


Рис. 5.9. Квазинепрерывные модели: нелинейная (а) и квазилинейная (б)

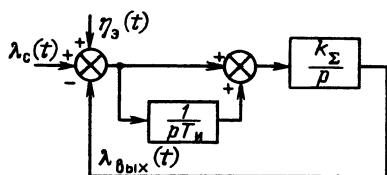


Рис. 5.10. Модель второго порядка астатизма

Здесь F_p — частота регулирования, с которой происходит суммирование сигнала ошибки $z_d[k]$.

Найдем теперь передаточную функцию цифрового синтезатора от управляющего кода к фазе выходного колебания. Управляющий код z_y приводит к отклонению частоты синтезатора на $2\pi\Delta F z_y$, где ΔF — дискрет перестройки частоты ЦСЧ. Так как фаза — интеграл от частоты, то

$$K_{\text{ЦС}}(p) = 2\pi\Delta F/p. \quad (5.30)$$

В результате при 2-м порядке астатизма

$$k_d K_n(p) = \frac{k_\Sigma}{p} \left(1 + \frac{1}{pT_u} \right), \quad (5.31)$$

где суммарный коэффициент усиления контура k_Σ и постоянная времени интегрирующей петли T_u равны

$$k_\Sigma = 2\pi k_d k_1 \Delta F; \quad T_u = k_1/k_2 F_p. \quad (5.31')$$

Аналогичным образом для замкнутой системы с дискретным управлением фазой получим

$$k_\Sigma = \frac{2\pi f_d k_d}{n_y n_d}; \quad T_u = \frac{n_1}{\Delta F_n}, \quad (5.31'')$$

где ΔF_n — дискрет перестройки частоты преобразователя код-частота.

Положив в (5.26) $k_2=0$, перейдем к системе с первым порядком астатизма.

С другой стороны, добавив в (5.26) двойную сумму $k_3 \sum_{i=1}^k \sum_{s=1}^i z_d[s]$, перейдем к третьему порядку астатизма.

С помощью передаточной функции разомкнутой системы $k_d K_n(p)$ нетрудно получить передаточную функцию замкнутой системы

$$K_s(p) = k_d K_n(p) / [1 + k_d K_n(p)].$$

На рис. 5.10 и 5.11 приведены квазилинейные модели с астатизмом второго и третьего порядков. На рис. 5.11 T_{u1} и T_{u2} — постоянные времени соответствующих интеграторов; k_Σ — общий коэффициент усиления контура. Физический смысл постоянных времени интеграторов T_{u1} , T_{u2} определяется следующим фактом: если на вход интегратора подать сигнал $u_0 = \text{const}$, то сигнал на его выходе за время, равное постоянной времени интегратора, увеличится на ту же величину u_0 .

Свойства системы с астатизмом первого порядка специально рассматривать не будем, так как они непосредственно следуют из свойств системы с астатизмом второго порядка, если положить $T_u \rightarrow \infty$.

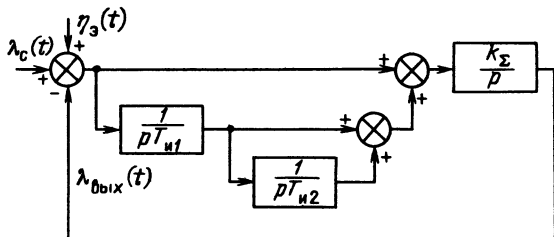


Рис. 5.11. Модель третьего порядка астатизма

5.6.2. Астатизм второго порядка

Модель на рис. 5.10 является частным случаем модели на рис. 5.11 при $T_2 \rightarrow \infty$, однако проведем анализ ее свойств, поскольку при исследовании модели на рис. 5.11 ограничимся другим частным случаем.

Передаточная функция модели, изображенной на рис. 5.10, имеет вид

$$K_3(p) = k_\Sigma (1 + p T_n) / (p^2 T_n + p k_\Sigma T_n + k_\Sigma). \quad (5.32)$$

С помощью передаточной функции определяется амплитудно-частотная характеристика системы: $K_3(\omega) = |K_3(j\omega)|$.

Изучаемая система имеет два регулируемых параметра: k_Σ и T_n . Если эти параметры менять так, чтобы оставалось постоянным их произведение $k_\Sigma T_n = \text{const}$, то это будет соответствовать изменению частотных и временных характеристик системы типа «сжатие-растяжение» по оси абсцисс. При этом остаются неизменными такие важные показатели, как запас устойчивости, качество переходных процессов (в частности, величина перерегулирования), «выброс» частотной характеристики $[K_3(\omega)]_{\text{макс}}$.

Колебательное звено в знаменателе передаточной функции (5.32) характеризуется двумя параметрами: частотой собственных колебаний $\omega_k = \sqrt{k_\Sigma / T_n}$ и коэффициентом демпфирования $d_k = \frac{1}{2} \sqrt{k_\Sigma T_n}$. Коэффициент демпфирования определяет

форму переходных процессов системы. Для удовлетворительного качества переходных процессов оптимальный коэффициент демпфирования $d_k \approx 0,5 \dots 1$, чему соответствует $k_\Sigma T_n = 1 \dots 4$. При $k_\Sigma T_n > 4$ переходные процессы в системе носят аperiodический характер, при $k_\Sigma T_n < 4$ — колебательный.

Изучаемая система (рис. 5.10) — устойчивая при любых значениях параметров k_Σ и T_n . Поэтому можно говорить лишь о запасе устойчивости по фазе $\Delta\varphi_s = \text{arctg } k_\Sigma T_n$. Запасу устойчивости $\Delta\varphi_s = 30 \dots 60^\circ$ соответствует $k_\Sigma T_n = 0,58 \dots 1,7$. Для улучшения шумовых пороговых свойств системы следует по возможности уменьшать коэффициент включения интегрирующей петли, т. е. увеличивать $k_\Sigma T_n$. В результате с учетом всех приведенных соображений можно рекомендовать значения $0,5 \leq k_\Sigma T_n \leq \infty$.

Для линейной системы с астатизмом 2-го порядка относительно просто могут быть получены аналитические выражения для всех ее характеристик. Здесь, однако, приведем не аналитические выражения, а построенные по ним графики основных частотных и временных характеристик, использование которых при инженерных расчетах представляется более удобным. Чтобы при различных k_Σ и T_n , но одинаковом $k_\Sigma T_n$ можно было пользоваться одним и тем же графиком, по оси абсцисс будем откладывать безразмерную частоту $f/\Delta f_s$ или безразмерное время $t\Delta f_s$.

Как видно из рис. 5.12, при любом $k_\Sigma T_n$ амплитудно-частотная характеристика $K_3(f=0) = 1$, т. е. при $\lambda_c = \text{const}$ и $\eta_s(t) = 0$ в стационарном режиме $\lambda_{\text{вых}} = \lambda_c$, что является следствием астатичности системы.

С помощью амплитудно-частотной характеристики $K_3(\omega)$ определяется эквивалентная шумовая полоса системы

$$\Delta f_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty K_3^2(\omega) d\omega, \quad (5.33)$$

через которую, в частности, выражается дисперсия флуктуационной ошибки

$$\sigma_\lambda^2 = N_s \Delta f_s. \quad (5.34)$$

Для схемы рис. 5.10

$$\Delta f_s = \frac{k_\Sigma}{4} \left(1 + \frac{1}{k_\Sigma T_n} \right). \quad (5.35)$$

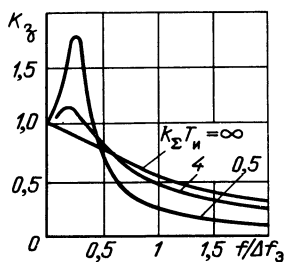


Рис. 5.12. Амплитудно-частотная характеристика модели на рис. 5.10

В ряде случаев представляет интерес анализ переходных процессов по λ и λ' в системе при типовых воздействиях в виде скачков входного параметра λ_c (на $\Delta\lambda_c$) и его производных λ'_c (на $\Delta\lambda'_c$) и λ''_c (на $\Delta\lambda''_c$).

Будем полагать, что эти скачки настолько малы, что режим работы системы не переходит в нелинейный. Передаточная функция системы от λ_c к λ та же, что и от λ'_c к λ' , а от λ''_c к λ' та же, что и от λ'_c к λ , что приводит к подобию соответствующих переходных процессов.

Согласно приведенным на рис. 5.13 кривым, характер переходных процессов сильно зависит от параметра $k_\Sigma T_{и}$, однако в любом случае при рекомендуемых значениях $k_\Sigma T_{и}$ переходные процессы практически полностью затухают за время

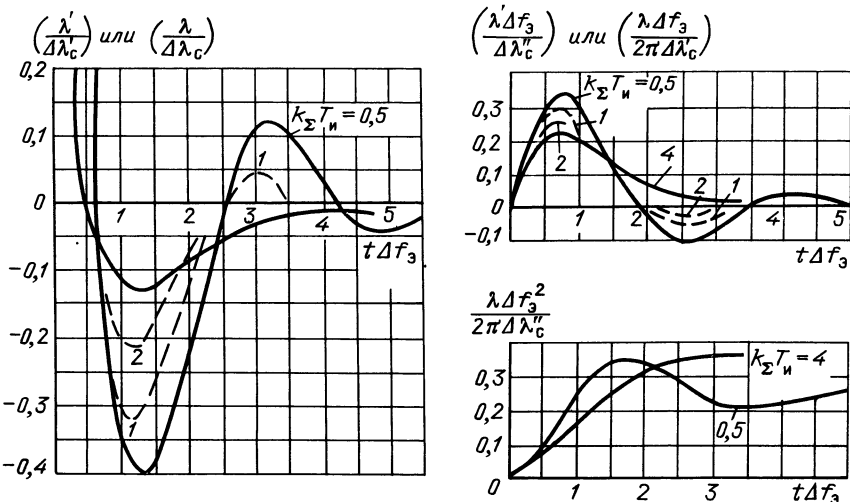


Рис. 5.13. Переходные процессы в модели на рис. 5.10 (ордината всех кривых на первом графике при $t=0$ равна 1, на рисунке не показано)

$$t_{\text{уст}} \approx (2,5 \dots 4)/\Delta f_3. \quad (5.36)$$

За это время начальная ошибка λ уменьшается в 20 раз. Подобное уменьшение в системе 1-го порядка астатизма происходит за время $t_{\text{уст}} \approx 3\tau_s = 0,75/\Delta f_3$. Таким образом, при одинаковых Δf_3 длительность переходных процессов в системе с астатизмом 2-го порядка в несколько раз больше, чем в системе с астатизмом 1-го порядка.

После затухания переходных процессов изменение $\lambda_c(t)$ может привести лишь к установившейся динамической ошибке, которая рассчитывается с помощью коэффициентов ошибок. Для приближенных расчетов обычно достаточно учитывать первый отличный от нуля коэффициент ошибок. При этом

$$\lambda_{\text{уст}}(t) \approx (T_{и}/k_\Sigma) \lambda''_c(t). \quad (5.37)$$

Формулу (5.37) удобно переписать так, чтобы была видна явная связь $\lambda_{\text{уст}}$ с Δf_3 и $k_\Sigma T_{и}$:

$$\lambda_{уст}(t) \approx \frac{(1+k_{\Sigma}T_n)^2 \lambda_c''(t)}{16\Delta f_3^2 k_{\Sigma} T_n}. \quad (5.38)$$

Зафиксировав в (5.38) величину Δf_3 , а следовательно, и шумовую ошибку σ_{λ}^2 , можно найти оптимальную величину $k_{\Sigma}T_n$, которой соответствует минимум $\lambda_{уст}$. В результате получим: $(k_{\Sigma}T_n)_{опт} = 1$, при этом

$$\lambda_{уст}(t) \approx \lambda_c''(t)/(4\Delta f_3^2). \quad (5.39)$$

5.6.3. Астатизм третьего порядка

Рассмотрим частный случай системы с астатизмом третьего порядка (см. рис. 5.11), когда постоянная времени дополнительного интегратора $T_{n2} = 4T_{n1}$. При этом передаточная функция разомкнутой системы принимает вид

$$K_p(p) = k_{\Sigma}(1+pT_n)^2/T_n^2 p^3, \quad (5.40)$$

где $T_n = \sqrt{T_{n1}T_{n2}}$.

В общем случае система характеризуется тремя независимыми параметрами, однако при $T_{n2} = 4T_{n1}$ — только двумя (k_{Σ} и T_n), что несколько упрощает расчет и проектирование системы.

Для рассматриваемого случая нетрудно получить следующие выражения для запаса устойчивости по фазе, эквивалентной полосы пропускания и установившейся динамической ошибки:

$$\Delta\varphi_3 = 2\arctg(k_{\Sigma}T_n) - 0,5\pi; \quad (5.41)$$

$$\Delta f_3 = \frac{k_{\Sigma}}{4} \left(1 + \frac{4}{2k_{\Sigma}T_n - 1} \right); \quad (5.42)$$

$$\lambda_{уст}(t) \approx T_n^2 \lambda_c'''(t)/k_{\Sigma}. \quad (5.43)$$

В отличие от системы с астатизмом второго порядка система с астатизмом 3-го порядка не является структурно-устойчивой: она теряет устойчивость при уменьшении (а не при увеличении, как это чаще бывает в системах автоматического регулирования) коэффициента передачи разомкнутого контура до $k_{\Sigma} = 1/2T_n$ (при произвольных T_{n1} и T_{n2} до $k_{\Sigma} = 1/(2\sqrt{T_{n1}T_{n2}})$). Напомним, что коэффициент k_{Σ} пропорционален крутизне ДХ k_d . Поэтому во избежание потери устойчивости при астатизме третьего порядка желательно использовать дискриминаторы, у которых k_d не зависит от отношения сигнал-шум (см. гл. 6 и 8).

Сравним системы с астатизмом второго и третьего порядков. Потребуем, чтобы в обоих случаях обеспечивался запас устойчивости по фазе 45° . При астатизме второго порядка основные параметры следующие:

$$k_{\Sigma}T_n = 1; \quad \Delta f_3 = k_{\Sigma}/2; \quad \lambda_{уст}(t) \approx \lambda_c''(t)/4\Delta f_3^2. \quad (5.44)$$

При астатизме третьего порядка эти параметры составят

$$k_{\Sigma}T_n \approx 2,4; \quad \Delta f_3 \approx k_{\Sigma}/2; \quad \lambda_{уст}(t) \approx 0,72\lambda_c'''(t)/\Delta f_3^3. \quad (5.45)$$

Так как обычно $\lambda_c'''(t)/\Delta f_3 \ll \lambda_c''(t)$, то астатизм 3-го порядка позволяет существенно уменьшать установившуюся динамическую ошибку.

В рассматриваемом случае постоянные времени интеграторов нетрудно выразить через Δf_3 : для второго порядка $T_n = 0,5/\Delta f_3$; для третьего порядка

$$T_{n1} \approx 0,6/\Delta f_3; \quad T_{n2} \approx 2,4/\Delta f_3. \quad (5.46)$$

Следовательно, T_{n1} для астатизма третьего порядка мало отличается от T_n для второго порядка и при переходе от второго порядка к третьему можно подключать дополнительный интегратор с постоянной времени T_{n2} , не изменяя параметров уже имеющегося интегратора (обеспечивающего астатизм второго порядка).

6. Системы синхронизации и демодуляции ПШС

6.1. АППАРАТНЫЕ ССЗ С АЦП ПОСЛЕ АНАЛОГОВОГО ДИСКРИМИНАТОРА

6.1.1. Общие соотношения

Так как в современных радиосистемах используют высокие тактовые частоты ПСП (единицы и десятки мегагерц), то широкое распространение получили цифро-аналоговые ССЗ (рис. 6.1), в которых цифровой дискриминатор состоит из последовательного соединения аналогового дискриминатора и АЦП. Выработанный им сигнал ошибки $z_d[k]$ преобразуется цифровым фильтром в управляющий сигнал $z_\tau[k]$. Последний поступает на цифровой синтезатор ССЗ, состоящий из последовательного соединения СТЧ и ГПСП.

Анализ и проектирование схемы рис. 6.1 [30] будем проводить с помощью квазипрерывной модели изучаемой системы (см. гл. 5). Для ее составления необходимо знать дискриминационную и флуктуационную характеристики цифрового дискриминатора.

В наиболее распространенном случае бинарного квантования сигнала в АЦП ДХ цифрового дискриминатора

$$a(\psi) = 2\Phi(\bar{u}_d/\sigma_u) - 1, \quad (6.1)$$

где $\bar{u}_d(\psi)$ — математическое ожидание сигнала на входе АЦП (ДХ аналогового дискриминатора); $\psi = 2\pi\tau/\tau_s$ — фазовая ошибка слежения.

При записи выражений ДХ, коэффициентов передачи дискриминатора и эквивалентной флуктуационной характеристики используют как фазовую ψ , так и временную τ ошибки слежения. В первом случае будем писать $a(\tau)$, $k_{д\tau}$ и $N_{э\tau}$, во втором — $a(\psi)$, $k_{д\psi}$ и $N_{э\psi}$. При этом

$$k_{д\psi} = \tau_s k_{д\tau} / 2\pi, \quad N_{э\psi} = 4\pi^2 N_{э\tau} / \tau_s^2.$$

Крутизна ДХ цифрового дискриминатора

$$k_{д\psi} = \sqrt{2/\pi N_{э,\psi\psi} \Delta f_\phi}. \quad (6.2)$$

Эквивалентные флуктуационные характеристики цифрового $N_{э\psi}$ и аналогового $N_{э,\psi\psi}$ дискриминаторов связаны друг с другом:

$$N_{э\psi} = \kappa N_{э,\psi\psi}, \quad (6.3)$$

где κ можно рассчитать по формулам или кривым § 1.4, положив в них $g=0$.

Формулы (6.2) и (6.3) дают возможность рассчитать основные характеристики изучаемых ССЗ в квазилинейном режиме. В частности, для ССЗ первого порядка астатизма с ЦСЧ в виде дискретного фазовращателя, состоящего из УДИ и счетчика-делителя на n_d с цифровым фильтром в виде реверсивного счетчика с коэффициентом пересчета n_f :

$$\Delta f_\phi = \frac{f_d \sqrt{\pi}}{n_f n_d \sqrt{2 N_{э,\psi\psi} \Delta f_\phi}}; \quad (6.4)$$

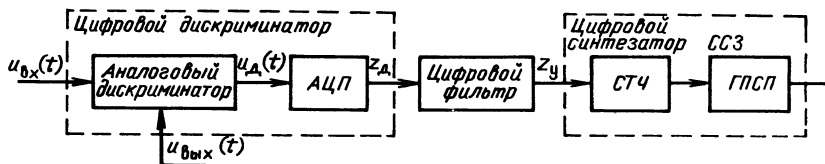


Рис. 6.1. Цифроаналоговая ССЗ

$$\sigma_{\psi}^2 = N_{\psi} \Delta f_{\psi} = \frac{\kappa f_{\Delta}}{n_y n_d} \sqrt{\frac{\pi N_{\Sigma, \text{н}\psi}}{2 \Delta f_{\phi}}} \quad (6.5)$$

На основании выражений (6.4) и (6.5) можно сделать практически важный вывод о том, что основные характеристики ССЗ с бинарным квантованием сигнала зависят лишь от эквивалентной флуктуационной характеристики аналогового дискриминатора, а не по отдельности от его дискриминационной и флуктуационной характеристик.

Приведем выражения эквивалентной флуктуационной характеристики $N_{\Sigma, \text{н}\psi}$ непрерывных дискриминаторов, используемых в цифро-аналоговых ССЗ. При этом по отдельности рассмотрим ССЗ с когерентными и некогерентными дискриминаторами.

6.1.2. Когерентные ССЗ

Когерентный дискриминатор цифро-аналоговой ССЗ ставят после аналоговой синхронной демодуляции радиосигнала, при этом в ЦРПС используют перекрестные связи между системой ФАП и ССЗ [60] (рис. 6.2). Будем считать, что демодуляцию радиосигнала осуществляют с помощью умножения входной смеси ПШС с амплитудой U_c (мощностью $P_c = U_c^2/2$) и белого гауссовского шума со спектральной плотностью N_0 на гармоническое колебание с амплитудой $U_0 = 2$ (см. п. 1.2.2) и что ошибка слежения по фазе несущей отсутствует ($\varphi = 0$). Тогда на вход ССЗ поступает ПСП с амплитудой U_c и шум со спектральной плотностью $2N_0$.

Как известно (см. гл. 5), оптимальный дискриминатор регулярного сигнала представляет собой перемножитель входной смеси на производную ожидаемого сигнала по параметру (в данном случае — временному сдвигу). В состав дискриминатора входит также следующий за перемножителем ФНЧ. В качестве квазиоптимального опорного сигнала вместо производной используют конечную разность $\Pi'(t)$, описываемую выражением (1.9). При этом (рис. 6.3)

$$a(\tau) = (U_c/2) [R(\tau - \tau_0/2) - R(\tau + \tau_0/2)]. \quad (6.6)$$

При вычислении ДХ здесь и в дальнейшем полагаем, что в периоде ПСП содержится много элементов и поэтому автокорреляционная функция ПСП с достаточной точностью описывается следующим выражением:

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/\tau_s & \text{при } |\tau| < \tau_s; \\ 0 & \text{при } |\tau| > \tau_s. \end{cases} \quad (6.7)$$

ДХ (6.6) записана в функции от временного сдвига τ . Ее нетрудно пересчитать в ДХ $a(\psi)$ в функции фазового сдвига. Наклон линейного участка этой ДХ в начале координат $k_{\Delta, \text{н}\psi} = U_c/2\pi$.

Эквивалентная флуктуационная характеристика аналогового дискриминатора

$$N_{\Sigma, \text{н}\psi} = 2\pi^2 \tau_0 N_0 / P_c \tau_s. \quad (6.8)$$

Так как помехоустойчивость следящей системы увеличивается при уменьшении эквивалентной флуктуационной характеристики, то, как видно из (6.8), выгодно уменьшать τ_0 . Это, однако, приводит к определенному уменьшению амплитуды и размаха ДХ (см. рис. 6.3), что ухудшает свойства ССЗ в режиме втягивания в синхронизм. Кроме того, уменьшение τ_0 приводит к пропорциональному увеличению ширины спектра опорного сигнала и соответственно необходимой полосы рабочих частот перемножителя.

Отметим, что очень важно обеспечить точное соответствие по времени опорного сигнала дискриминатора $\Pi'(t)$ и местной ПСП $\Pi(t)$, используемой для свертки принимаемой ПСП. Действительно, взаимное смещение этих сигналов на τ приводит к «сползанию» с вершины автокорреляционной функции ПСП $R(\tau)$

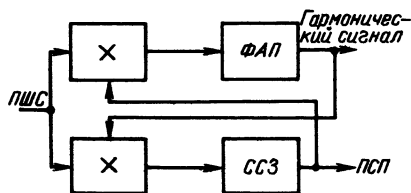


Рис. 6.2. Взаимодействие когерентных СФС: ФАП и ССЗ

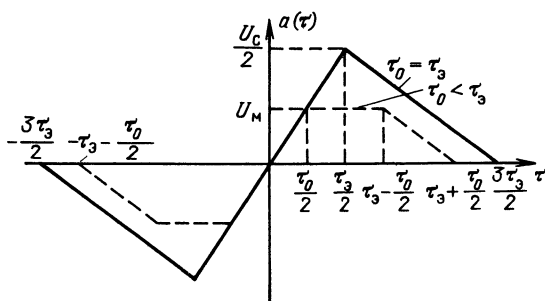


Рис. 6.3. Дискриминационная характеристика когерентной ССЗ

и уменьшению амплитуды демодулированного сигнала. Используя (6.7), получаем энергетические потери за счет этого:

$$\kappa_r = (1 - \tau/\tau_3)^{-2}.$$

Приемлемую для практики точность соответствия $\Pi'(t)$ и $\Pi(t)$ обеспечивают цифровые методы формирования этих опорных колебаний (см. п. 6.1.4).

Обсудим кратко другие известные из литературы способы построения когерентного аналогового дискриминатора. В одном из них [60, рис. 4.10] сигнал $u_d(t)$ на выходе аналогового дискриминатора получают с помощью вычитания результатов перемножения входной смеси $u_{вх}(t)$ с ПСП, снятыми с n -го и $(n-1)$ -го разрядов регистра сдвига, входящего в состав ГПСЦ, а опорный сигнал для свертки ПСП получают задержкой на $\tau_3/2$ ПСП с $(n-1)$ -го разряда регистра сдвига (рис. 6.4). Как уже говорилось, задержку лучше осуществлять с помощью цифровых микросхем (см. п. 6.1.4). Дискриминатор на рис. 6.4 отличается от описанного выше тем, что в нем вначале производится перемножение входной и местной ПСП, а затем вычитание, тогда как в описанном выше дискриминаторе вначале образуется опорный сигнал $\Pi'(t)$ (тем самым в скрытом виде выполняется операция вычитания), а затем перемножение на входную ПСП. Если бы элементы дискриминаторов были идеальными, сигналы $u_d(t)$ в обоих вариантах также были бы одинаковыми (при $\tau_0 = \tau_3$). Выбор одного из этих вариантов следует проводить на основе анализа неидеальностей элементов конкретной элементной базы.

Иногда [60, рис. 4.1, б] схему рис. 6.4 несколько изменяют: опорные сигналы для дискриминатора берут с n -го и $(n-2)$ -го разрядов регистра сдвига, а для демодулятора — с $(n-1)$ -го разряда. Задержка на $\tau_3/2$ при этом, очевидно, не нужна. Однако этот вариант не рекомендуем: эквивалентная флуктуационная характеристика в нем в 4 раза больше, чем в схеме на рис. 6.4. В то же

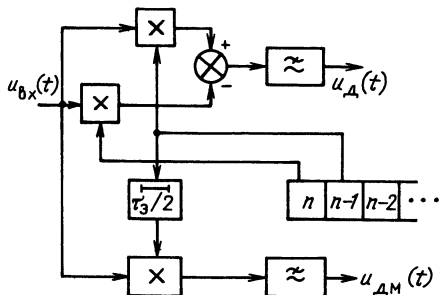


Рис. 6.4. Демодулятор и двухканальный когерентный дискриминатор ССЗ

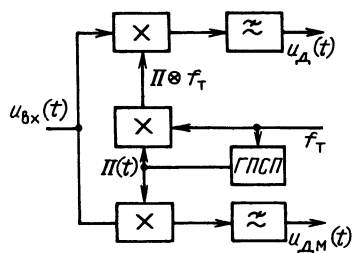


Рис. 6.5. Демодулятор и одноканальный когерентный дискриминатор ССЗ

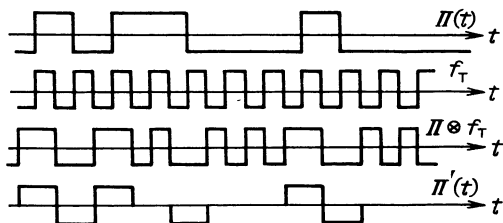


Рис. 6.6. Опорные сигналы дискриминаторов ССЗ

время размах ДХ равен $2\tau_s$, т. е. лишь в $4/3$ раз больше. Напомним, что эквивалентная флуктуационная характеристика определяет флуктуационную ошибку ССЗ, а размах ДХ — ее полосу захвата.

На рис. 6.5 показан еще один способ построения когерентного аналогового дискриминатора и демодулятора ПСП [60, рис. 4.12]. Опорный сигнал дискриминатора в этой схеме образуется перемножением ПСП на меандр тактовой частоты f_T , например с помощью полусумматора. Сравнение этого опорного сигнала $\Pi \otimes f_T$ с сигналом $\Pi'(t)$ при $\tau_0 = \tau_s$ убеждает (рис. 6.6), что ненулевые отрезки сигнала $\Pi'(t)$ совпадают с соответствующими отрезками сигнала $\Pi \otimes f_T$. Остальные отрезки сигнала $\Pi \otimes f_T$ не участвуют в образовании ДХ, так как их произведение на полезную входную ПСП при любом сдвиге τ в среднем равно нулю. Следовательно, ДХ для схемы на рис. 6.5 такая же, как в рассмотренной выше схеме с производной. Однако флуктуационная характеристика для схемы на рис. 6.5 вдвое больше, так как при умножении на $\Pi'(t)$ входной шум «проходит» на выход дискриминатора в среднем лишь половину времени, а при умножении на $\Pi \otimes f_T$ — все время. Поэтому дискриминатор по схеме рис. 6.5 применять не рекомендуется.

6.1.3. Некогерентные ССЗ

На вход некогерентного дискриминатора ССЗ поступает ПШС (а не ПСП), причем для успешной работы этого дискриминатора не требуется опорное колебание, вырабатываемое системой ФАП, поэтому втягивание в синхронизм ССЗ происходит независимо от втягивания в синхронизм системы ФАП, что является основным преимуществом некогерентной ССЗ по отношению к когерентной.

На рис. 6.7 представлена структурная схема некогерентной ССЗ с использованием производной ПСП $\Pi'(t)$. Входную смесь $u_{\text{вх}}(t)$ перемножают в перемножителях 1 и 2 на $\Pi(t)$ и $\Pi'(t)$. Сигнал с выхода перемножителя 1 фильтруют в полосовом фильтре, после чего перемножают в перемножителе 3 с выходным сигналом перемножителя 2 и фильтруют в ФНЧ. Вид ДХ $a_n(\tau)$ образованного таким образом аналогового дискриминатора показан на рис. 6.8. Его эквивалентная флуктуационная характеристика

$$N_{\Sigma, \text{н}\psi} = 2\pi^2 \tau_0 N_0 / P_c \tau_s (\cos \Delta\varphi)^2. \quad (6.9)$$

Здесь $\Delta\varphi$ — паразитный фазовый сдвиг между гармоническими сигналами на входах перемножителя 3. Флуктуационные ошибки слежения по времени σ_τ и по фазе σ_ψ определяются следующим выражением:

$$\left(\frac{\sigma_\tau}{\tau_s} \right)^2 = \left(\frac{\sigma_\psi}{2\pi} \right)^2 = \frac{\kappa N_0 \tau_0 \Delta f_s}{2P_c \tau_s (\cos \Delta\varphi)^2}. \quad (6.10)$$

Анализ полученных выражений показывает, что паразитный фазовый сдвиг приводит к незначительному (при $\Delta\varphi \ll 1$) ухудшению помехоустойчивости, однако этот сдвиг не приводит к смещению ДХ, т. е. к аппаратурной ошибке. Изменение коэффициентов передачи элементов ССЗ приводит к изменению Δf_s , но не к ошибке смещения.

Рассмотрим другие способы построения некогерентного дискриминатора. На рис. 6.9 изображены известная [60, рис. 4.11] аналоговая схема двухканального

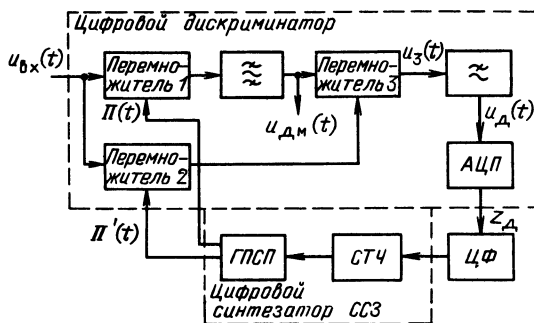


Рис. 6.7. Некогерентная ССЗ с производной ПСП (ЦФ — цифровой фильтр)

дискриминатора с амплитудными детекторами и схема свертки ПСП. Эквивалентная флуктуационная характеристика этого некогерентного дискриминатора (как при линейных, так и при квадратичных амплитудных детекторах) та же, что и соответствующего когерентного, и описывается формулой (6.8), если с помощью полосовых фильтров обеспечено значительное превышение сигнала над шумом и отсутствие подавления сигнала при амплитудном детектировании. Размах ДХ в схеме рис. 6.9 при $\tau_0 = \tau_3$ равен $\pm 3\tau_3/2$, как и в схеме рис. 6.4, что в 1,5 раза больше, чем в схеме рис. 6.7. При линейных амплитудных детекторах формы ДХ этих схем также совпадают (см. рис. 6.3, сплошную кривую), а при квадратичных — отличаются. Однако схема рис. 6.9 обладает очень существенным недостатком — ошибкой смещения из-за неидентичности каналов, что делает ее применение нецелесообразным в высокоточных системах.

На рис. 6.10 изображен цифровой дискриминатор с качанием задержки. В нем половину периода качания $0,5/F_k$ входную смесь $u_{вх}(t)$ перемножают на $\Pi(t + \tau_k/2)$, а вторую половину — на $\Pi(t - \tau_k/2)$. Цифровой сигнал с выхода АЦП умножают на меандр с частотой F_k и далее суммируют за период качания, образуя тем самым выходной сигнал $z_d[k]$. Эта одноканальная схема избавлена от недостатка двухканальной схемы дискриминатора (см. рис. 6.9), однако появляются свои сложности. Частота качания F_k должна быть, с одной стороны, достаточно низкой, чтобы ослабить потери из-за переходных процессов в полосовых фильтрах при качании задержки. Эти фильтры должны быть достаточно узкополосными, чтобы обеспечить высокое отношение сигнал-шум на входах амплитудных детекторов. В результате фильтр вносит заметную задержку τ_1 , на которую желательно задержать меандр с частотой F_k перед

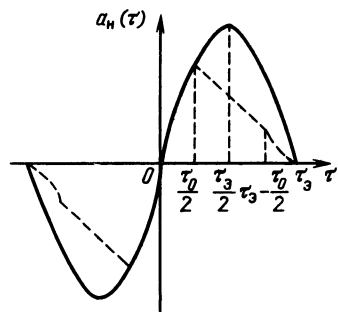


Рис. 6.8. Дискриминационная характеристика для ССЗ по схеме рис. 6.7

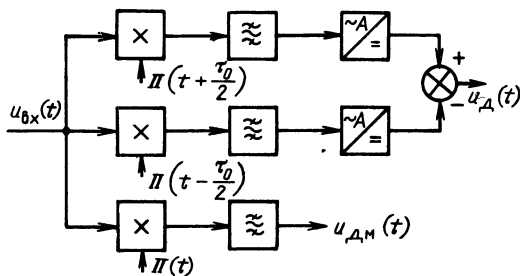


Рис. 6.9. Двухканальный некогерентный дискриминатор ССЗ

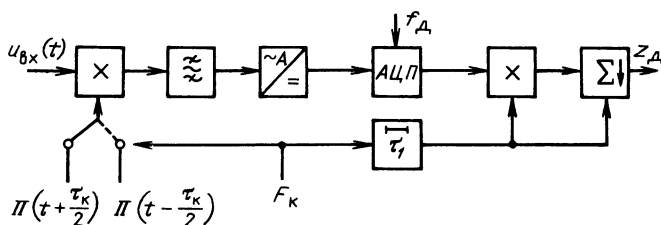


Рис. 6.10. Некогерентный дискриминатор ССЗ с качанием задержки

его подачей на второй перемножитель во избежание дополнительного возрастания энергетических потерь. С другой стороны, частоту F_k желательно выбирать выше, так как с такой частотой образуются отсчеты сигнала $z_{\Delta}(k)$.

Даже если пренебречь всеми потерями, то все равно схема с качанием задержки имеет в $2\tau_s/\tau_0$ раз большую эквивалентную флуктуационную характеристику, чем двухканальная. Это объясняется компенсацией шумов при вычитании канальных сигналов в двухканальной схеме (см. рис. 6.9) из-за их коррелированности, чего не происходит в одноканальной схеме рис. 6.10. (В схеме рис. 6.7 уменьшение шумов происходит при умножении на нулевые участки сигнала $P'(t)$). Коррелированность вызвана тем, что канальные сигналы (см. рис. 6.9) образуют умножением $u_{вх}(t)$ на опорные сигналы $P(t + \tau_0/2)$ и $P(t - \tau_0/2)$. Причем отношение общего времени, в течение которого опорные сигналы отличаются друг от друга, к полному времени равно $\tau_0/2\tau_s$. При совпадении канальные сигналы компенсируют друг друга, при несовпадении — удваиваются.

Схема рис. 6.10 имеет преимущества и перед схемой рис. 6.7: полную нечувствительность к уходам фазы сигнала в полосовом фильтре и большой размах ДХ. Если ухода фазы в полосовом фильтре (вместо которого иногда ставят несколько каскадов УПЧ) не превышают $20 \dots 45^\circ$, то обычно предпочтительнее схема рис. 6.7, в противном случае — схема рис. 6.10.

Известна также схема [32], главное отличие которой от схемы рис. 6.7 — использование опорного сигнала $P \otimes \tau_f$ вместо $P'(t)$. Как и в когерентном дискриминаторе, такая замена приводит к некоторому упрощению формирования опорного сигнала и к удвоению флуктуационной характеристики.

6.1.4. Формирование опорных сигналов

Формирование опорного сигнала $P'(t)$, сфазированного надлежащим образом относительно ПСП $P(t)$ (см. рис. 1.22), может быть выполнено целиком на цифровых микросхемах. Для простоты ограничимся случаем формирования опорных сигналов при $\tau_0 = \tau_s$. Напомним, что ГПСП строится на регистре сдвига с определенным образом подобранными обратными связями (см., например, [60], рис. 2.6). Сигнал $P'(t)$ может быть образован с помощью сигналов с n -го и $(n-1)$ -го разрядов этого регистра в соответствии с табл. 6.1, которую можно трактовать как таблицу истинности и по ней известными методами провести логический синтез принципиальной схемы.

Таблица 6.1

$(n-1)$ -й разряд	n -й разряд	$P'(t)$	Двух-разрядное число
+1	+1	0	00
+1	-1	1	10
-1	+1	-1	01
-1	-1	0	00

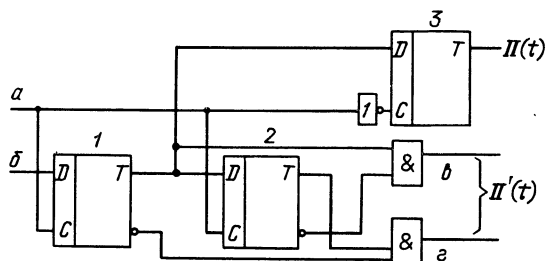


Рис. 6.11. Опорные сигналы в ССЗ с производной ПСП

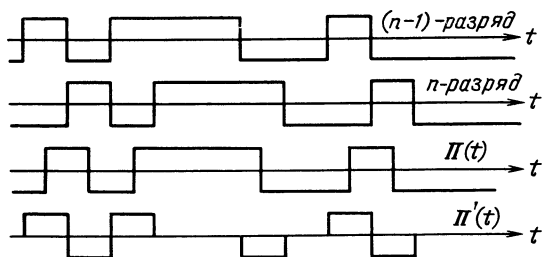


Рис. 6.12. Вариант формирователя опорных сигналов

Для правильного фазирования в этом случае сигнал $\Pi(t)$ образуется задержкой на $\tau_s/2$ сигнала с $(n-1)$ -го разряда регистра сдвига (см. эюры на рис. 6.11). Такую задержку несложно осуществить с помощью D -триггера и колебания цифрового СТЧ (см. ниже). Трехуровневый сигнал $\Pi'(t)$ может быть представлен двухразрядным числом, например, в соответствии с последним столбцом табл. 6.1.

Опорные сигналы $\Pi'(t)$ и $\Pi(t)$ можно получить и по-другому, например с помощью схемы рис. 6.12. На входе схемы — колебание с выхода цифрового СТЧ (a) и с выхода ГПСЧ ($б$). Все D -триггеры синхронизируются срезов импульсов. D -триггер 2 задерживает сигнал на $\tau_s = 1/f_s$, а 1 и 3 — на $\tau_s/2$. Опорный сигнал $\Pi(t) = \pm 1$ — одноразрядный, а $\Pi'(t)$ — двухразрядный, причем первый разряд передается по проводу $б$, а второй — $а$.

6.2. АППАРАТНЫЕ ССЗ С ЦИФРОВЫМ ДИСКРИМИНАТОР ЗАДЕРЖКИ

6.2.1. Дискриминатор с производной ПСП

Некогерентная ССЗ, изображенная на рис. 6.7, обладает малой флуктуационной ошибкой и уменьшенной ошибкой смещения. Уменьшение ошибки смещения (при сохранении малой флуктуационной) по сравнению с ССЗ на рис. 6.9 достигается за счет исключения влияния неидентичности каналов. Однако в ССЗ на рис. 6.7 ошибку смещения вызывает уход нуля перемножителя 3, так как на его выходе образуется постоянное напряжение. (На выходах перемножителей 1 и 2 гармонические колебания, поэтому уходы их нулей не приводят к ошибке смещения). Ошибка смещения в схеме рис. 6.7 значительно меньше, чем в схеме рис. 6.9, но иногда и она недопустима. Для ее исключения можно применить ССЗ с цифровым дискриминатором, изображенную на рис. 6.13 [8]. В этом

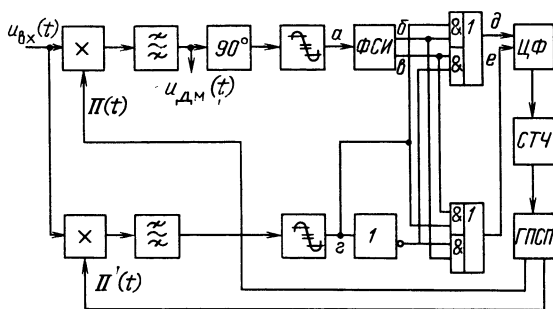


Рис. 6.13. Некогерентная ССЗ с цифровым дискриминатором с производной ПСП (ФСИ—формирователь сеток импульсов, ЦФ—цифровой фильтр)

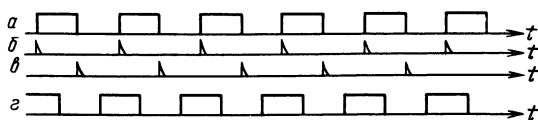


Рис. 6.14. Сигналы в схеме на рис. 6.13

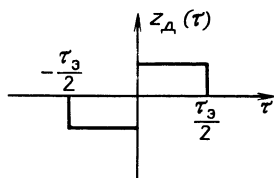


Рис. 6.15. Релейная характеристика дискриминатора ССЗ

дискриминаторе, как и в показанном на рис. 6.7, входная смесь $u_{\text{вх}}(t)$ умножается на опорные сигналы $\Pi(t)$ и $\Pi'(t)$. Умножение на $\Pi(t)$ и последующая полосовая фильтрация обеспечивает свертку ПСП. Полученный узкополосный сигнал $u_{\text{дм}}(t)$ сдвигается по фазе на 90° и предельно ограничивается (эпюра a на рис. 6.14). Из ограниченного сигнала формирователь сеток импульсов образует две импульсные последовательности (кривые δ и ϵ на рис. 6.14), взаимно сдвинутые на 180° . Меандр в основном канале (a) сдвинут относительно меандра в канале производной (z) на 90° при $\tau > 0$ и на -90° при $\tau < 0$, так как при изменении знака ошибки слежения τ меняется на 180° фаза сигнала на выходе полосового фильтра и ограничителя (z) в канале производной. В результате при $\tau > 0$ проходят импульсы по проводу δ и не проходят по проводу ϵ , а при $\tau < 0$ наоборот. Импульсы, поступающие по проводу δ , увеличивают, а по проводу ϵ уменьшают число в реверсивном счетчике, входящем в состав цифрового фильтра. Следовательно, провода δ и ϵ представляют собой выход цифрового дискриминатора задержки с релейной характеристикой (рис. 6.15).

Отметим, что использование двух сеток импульсов (δ и ϵ) вместо одной позволяет избавиться от смещения ДХ из-за ухода порога ограничения.

6.2.2. Дискриминатор с качанием задержки

Дискриминатор с производной ПСП обеспечивает меньшую (по сравнению с дискриминатором с качанием задержки) флуктуационную ошибку, однако, как уже говорилось, не обладает полной нечувствительностью к паразитным сдвигам фазы сигнала в полосовых фильтрах. Некогерентный цифровой дискриминатор с производной ПСП (см. рис. 6.13), кроме того, требует использования относительно высокочастотных цифровых микросхем. Действительно, они работают с удвоенной частотой входного сигнала $2\omega_c$, которая должна хотя бы на порядок превышать тактовую частоту ПСП. При высокой частоте входного

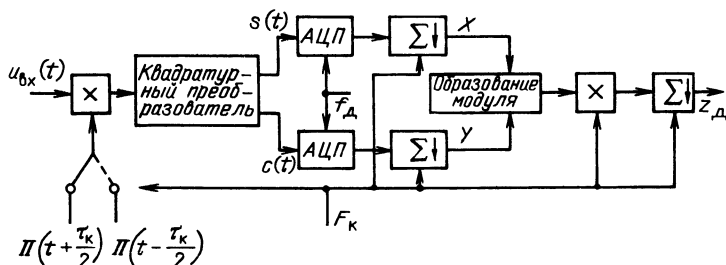


Рис. 6.16. Вариант некогерентного дискриминатора ССЗ с качанием задержки

сигнала ω_c и относительно низком энергетическом потенциале встречаются также трудности в реализации узкой полосы пропускания полосовых фильтров в схеме рис. 6.13, необходимой для обеспечения высокого отношения сигнал-шум на выходе этих фильтров. Для преодоления этих трудностей снова обратимся к некогерентной схеме дискриминатора с качанием задержки. Уже рассмотренный дискриминатор на рис. 6.10 не требует высокочастотных микросхем, однако трудность реализации узкой полосы полосового фильтра остается. Кроме того, этот дискриминатор не позволяет реализовывать ССЗ с относительно широкой эквивалентной полосой Δf_s . Последнее объясняется тем, что полоса Δf_f усилителя промежуточной частоты перед амплитудным детектором для исключения подавления сигнала шумом должна быть по крайней мере на порядок меньше энергетического потенциала P , частота качания F_k — еще на порядок меньше, а полоса Δf_s — меньше F_k . Для исключения отмеченных недостатков дискриминатора по схеме рис. 6.10 перейдем от фильтрации на промежуточной частоте к фильтрации квадратурных компонент на видеочастоте.

Упрощенная схема соответствующего дискриминатора приведена на рис. 6.16. В этой схеме, как и в схеме рис. 6.10, входную смесь $u_{вх}(t)$ — одну половину периода качания $0,5/F_k$ — умножают на $\Pi(t + \tau_k/2)$, а вторую половину — на $\Pi(t - \tau_k/2)$. Квадратурный преобразователь выделяет квадратурные компоненты $S(t)$ и $C(t)$ узкополосного радиосигнала после свертки ПСП. Эти компоненты преобразуют в цифровую форму с помощью АЦП и накапливают в течение полупериода качания с помощью сумматоров $\Sigma\downarrow$. Далее образуют модуль комплексного числа $Z = Y + jX$. Это делают обычно приближенно, например, $Z \approx |X| + |Y|$. Последние два блока в схеме рис. 6.16 те же, что и в схеме рис. 6.10.

6.3. АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЕ ССЗ

6.3.1. Алгоритмы дискриминаторов ССЗ

Варианты построения аппаратной части аппаратно-программных ССЗ показаны на рис. 1.14—1.21. Рассмотрим теперь варианты программных алгоритмов дискриминаторов ССЗ, реализованных в микроЭВМ.

Когерентные алгоритмы. Простейшие когерентные алгоритмы дискриминатора ССЗ, пригодные в отсутствие инверсной модуляции сигнала двоичными символами информации, следующие ($k=1, 2, 3, \dots$):

$$z_d[k] = Y'[k] \quad (6.11)$$

с производной ПСП,

$$z_d[k] = Y_{\tau_k/2}[2k] - Y_{-\tau_k/2}[2k-1] \quad (6.12)$$

с качанием задержки. Индексы при Y означают сдвиг задержки опорного сигнала $P_k(t)$ на $\tau_k/2$ в $2k$ -й цикл образования входных величин микроЭВМ

и на $(-\tau_k/2)$ в $(2k-1)$ -й цикл. Каждый сигнал ошибки $z_d[k]$ в алгоритме (6.12) образуется за два таких цикла (такта), поэтому алгоритм называют двухтактным, в отличие от одноктактного алгоритма (6.11). Так как сигналы $z_d[k]$ в алгоритме (6.12) появляются через такт, то этот алгоритм называют также черестактным. Частота регулирования в контуре ССЗ здесь вдвое меньше частоты поступления чисел в микроЭВМ: $F_p = (2T_n)^{-1}$.

При наличии инверсной модуляции сигнала двоичными символами информации следует ослабить влияние смены знака символов, что можно сделать различными способами. Для этой цели подходят следующие алгоритмы с использованием канала с производной ПСП:

$$z_d[k] = Y'[k] Y[k]; \quad (6.13)$$

$$z_d[k] = Y'[k] \operatorname{sgn} Y[k]; \quad (6.14)$$

$$z_d[k] = Y'[k] / Y[k], \quad (6.15)$$

а также следующие алгоритмы с качанием задержки:

$$z_d[k] = Y_{\tau_k/2}^2[2k] - Y_{-\tau_k/2}^2[2k-1], \quad (6.16)$$

$$z_d[k] = (Y[2k] \operatorname{sgn} Y[2k])_{\tau_k/2} - (Y[2k-1] \operatorname{sgn} Y[2k-1])_{\tau_k/2}. \quad (6.17)$$

Во всех этих алгоритмах, кроме (6.15), при увеличении мощности входного сигнала увеличивается коэффициент передачи дискриминатора — для (6.13) и (6.16) в большей степени, для (6.14) и (6.17) в меньшей. Это приводит к уменьшению динамической ошибки, что полезно. Однако значительное увеличение входного отношения сигнал-шум может привести к потере устойчивости ССЗ из-за низкой частоты F_p , что недопустимо. От этого недостатка свободен алгоритм (6.15), в котором коэффициент передачи не зависит от мощности входного сигнала.

Некогерентные алгоритмы. Эти алгоритмы, в отличие от когерентных, нечувствительны или мало чувствительны к фазовой ошибке слежения за несущей ϕ (в контуре ФАП). Однако инверсная модуляция сигнала двоичными символами информации оказывает отрицательное влияние и на эти алгоритмы — примерно такое же, как и на алгоритмы (6.13) — (6.17) (подробнее см. ниже).

Сигнал ошибки $z_d[k]$ в некогерентных ССЗ может формироваться в соответствии со следующими алгоритмами с использованием производной ПСП:

$$z_d[k] = X[k] X'[k] + Y[k] Y'[k], \quad (6.18)$$

$$z_d[k] = X'[k] \operatorname{sgn} X[k] + Y'[k] \operatorname{sgn} Y[k]; \quad (6.19)$$

$$z_d[k] = \frac{X[k] X'[k] + Y[k] Y'[k]}{X^2[k] + Y^2[k]} \quad (6.20)$$

или с использованием качания задержки:

$$z_d[k] = Z_{\tau_k/2}^2[2k] - Z_{-\tau_k/2}^2[2k-1], \quad (6.21)$$

где

$$Z_{\pm \tau_k/2}^2 = X_{\pm \tau_k/2}^2 + Y_{\pm \tau_k/2}^2.$$

Коэффициент передачи дискриминатора с алгоритмами (6.18) и (6.21) сильно зависит от мощности входного сигнала, в алгоритме (6.19) эта зависимость слабее, а в алгоритме (6.20) она в первом приближении вообще исключена. Алгоритм (6.19) является некоторым упрощением алгоритма (6.18) за счет исключения операции перемножения многоразрядных чисел. Плата за такое упрощение — появление некоторой зависимости $z_d[k]$ от фазовой ошибки слежения ϕ и ухудшение энергетических характеристик. Аналогично может быть упрощен и алгоритм (6.21):

$$z_d[k] = Z_{\tau_k/2}[2k] - Z_{-\tau_k/2}[2k-1], \quad (6.22)$$

где $Z = |X| + |Y|$.

6.3.2. Дискриминационные и флуктуационные характеристики

Приведем выражения для дискриминационных и флуктуационных характеристик различных алгоритмов дискриминаторов с учетом инверсной модуляции входного сигнала двоичными символами информации [94]. Эти характеристики приведены для непрерывного аналога. Для перехода к соответствующим характеристикам цифровых схем следует заменить εU_c на Z_1/T_g ; Π на Π/κ ; q^2 на q^2/κ . Характеристики зависят от n и δ . Определим их: $n = T_c/T_n$ — отношение длительности символа к времени накопления; это отношение может быть целым (синхронный случай) или иррациональным (асинхронный случай); δ — временной сдвиг границы символа относительно ближайшей границы интервала накопления, поделенной на время накопления T_n ; очевидно, $0 \leq \delta \leq 0.5$.

Зависимость от δ будет фигурировать в выражениях статистических характеристик в синхронном случае. В асинхронном случае $\delta \in [0; 0.5]$ считается случайной равномерно распределенной величиной, по ней проводится усреднение. Поэтому в выражениях статистических характеристик в асинхронном случае величина δ не фигурирует.

Статистические характеристики «не вполне некогерентных» дискриминаторов, как уже говорилось, зависят от фазовой ошибки слежения за несущей ф. Будем считать ее случайной равномерно распределенной величиной и проводить по ней усреднение статистических характеристик.

Приведем для различных алгоритмов дискриминатора следующие характеристики:

$k_{дт} = [da(\tau)/d\tau]$ — коэффициент передачи дискриминатора;

κ_Σ — коэффициент энергетических потерь за счет как двоичной информации, так и нелинейности дискриминатора. Этот коэффициент определяется как отношение эквивалентных флуктуационных характеристик данного алгоритма и алгоритма (6.11).

В приведенных ниже формулах он дан в размах, а в таблицах — в децибелах для двух значений $q = 3,09$ и $4,76$, соответствующих вероятностям ошибки выделения символа идеальным демодулятором

$$P_{\text{ош. ид}} = 1 - \Phi(q) = 10^{-3} \text{ и } 10^{-6}.$$

Для алгоритма (6.11) приведем выражение для $N_{эт} = N_{эт}^*$. Очевидно, что в этом алгоритме $\kappa_\Sigma = 1$, а в остальных алгоритмах $N_{эт} = \kappa_\Sigma N_{эт}^*$, где $N_{эт}^*$ — эквивалентная флуктуационная характеристика для алгоритма (6.11). Напомним, что алгоритм (6.11) работоспособен лишь в отсутствие двоичной информации. Для краткости записи ниже использовано обозначение

$$K_\delta(n) = 1 - 2\delta(1 - \delta)/n.$$

Алгоритм (6.11) $z_d = Y'$:

$$k_{дт} = \varepsilon U_c T_n / \tau_3, \quad N_{эт} = N_{эт}^* = \tau_0 \tau_3 / 2\Pi.$$

Алгоритм (6.13) $z_d = YY'$:

синхронный случай (табл. 6.2):

Таблица 6.2

δ	q	κ_1 при n									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	3,09	0,43	0,83	1,19	1,52	1,83	2,12	2,39	2,64	2,88	3,11
	4,76	0,19	0,37	0,54	0,71	0,87	1,02	1,17	1,31	1,45	1,59

δ	q	κ_1 при n									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0,25	3,09	2,71	1,90	1,91	2,08	2,29	2,51	2,73	2,95	3,16	3,36
	4,76	2,34	1,35	1,19	1,20	1,27	1,36	1,47	1,58	1,69	1,81
0,5	3,09	3,84	2,32	2,18	2,28	2,45	2,65	2,85	3,05	3,25	3,45
	4,76	3,38	1,73	1,43	1,38	1,41	1,48	1,57	1,67	1,77	1,88

$$k_{\text{дт}} = \varepsilon^2 U_c^2 T_n^2 K_\delta(n) / \tau_3, \quad \kappa_\Sigma = \kappa_1 = \left[1 + \frac{n}{q^2 K_\delta(n)} \right] / K_\delta(n);$$

асинхронный случай (табл. 6.3):

Таблица 6.3

q	κ_2 при n									
	1,6	1,9	2,2	2,5	2,8	3,1	3,4	3,7	4,0	4,3
3,09	1,85	1,78	1,76	1,77	1,80	1,84	1,89	1,95	2,01	2,08
4,76	1,39	1,26	1,18	1,14	1,12	1,11	1,12	1,13	1,14	1,16

$$k_{\text{дт}} = \varepsilon^2 U_c^2 T_n^2 (1 - 1/3n) / \tau_3; \quad \kappa_\Sigma = \kappa_2 = \frac{3n}{3n-1} \left[1 + \frac{3n^2}{q^2 (3n-1)} \right].$$

Алгоритм (6.14) $z_d = Y' \operatorname{sgn} Y$:
синхронный случай (табл. 6.4):

Таблица 6.4

δ	q	κ_3 при n									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	3,09	0,02	0,25	0,67	1,13	1,59	2,02	2,42	2,79	3,14	3,46
	4,76	0,00	0,01	0,05	0,15	0,29	0,46	0,65	0,84	1,04	1,23
0,25	3,09	2,87	1,73	1,69	1,91	2,21	2,54	2,87	3,19	3,49	3,78
	4,76	2,55	1,28	0,94	0,84	0,86	0,95	1,07	1,21	1,37	1,53
0,5	3,09	6,04	2,75	2,26	2,29	2,50	2,77	3,06	3,35	3,63	3,90
	4,76	6,02	2,51	1,64	1,31	1,21	1,22	1,29	1,40	1,53	1,68

$$k_{\text{дт}} = \frac{\varepsilon}{n \tau_3} U_c T_n \left\{ (2n-1) \Phi \left(\frac{q}{\sqrt{n}} \right) + (1-2\delta) \Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} (1-2\delta) \right] - n + \delta \right\},$$

$$\kappa_\Sigma = \kappa_3 = n^2 \left\{ (2n-1) \Phi \left(\frac{q}{\sqrt{n}} \right) + (1-2\delta) \Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} (1-2\delta) \right] + \delta - n \right\}^{-2};$$

асинхронный случай (табл. 6.5):

Таблица 6.5

q	κ_4 при n									
	2,1	2,6	3,1	3,6	4,1	4,6	5,1	5,6	6,1	6,6
3,09 4,76	1,61 1,22	1,56 1,01	1,62 0,89	1,72 0,83	1,86 0,80	2,02 0,80	2,18 0,83	2,35 0,87	2,52 0,92	2,69 0,98

$$k_{\text{дт}} = \frac{\varepsilon}{2n\tau_3} U_c T_n \left\{ \left(2n - \frac{1}{2} - \frac{n}{2q^2} \right) \left(2\Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} \right] - 1 \right) + \frac{\sqrt{n}}{\sqrt{2\pi}q} e^{-q^2/2n} \right\},$$

$$\kappa_{\Sigma} = \kappa_4 = 4n^2 \left\{ \left(2n - \frac{1}{2} - \frac{n}{2q^2} \right) \left(2\Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} \right] - 1 \right) + \frac{\sqrt{n}}{\sqrt{2\pi}q} e^{-q^2/2n} \right\}^{-2}.$$

Выводы по алгоритмам (6.13) и (6.14):

Функции $\kappa_{\Sigma}(n)$ в синхронном случае при $\delta=0,25$; 0,5 и в асинхронном случае имеют минимум при $n=2\dots 5$. Алгоритм (6.14) при больших q обеспечивает большую помехоустойчивость, чем алгоритм (6.13).

Алгоритм (6.18) $z_d = X'X + Y'Y$:

$k_{\text{дт}}$ то же, что и для алгоритма (6.13)

синхронный случай (табл. 6.6):

Таблица 6.6

δ	q	κ_5 при n									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	3,09	0,83	1,52	2,12	2,64	3,11	3,53	3,92	4,27	4,60	4,91
	4,76	0,37	0,71	1,02	1,31	1,59	1,85	2,09	2,32	2,54	2,75
0,25	3,09	3,30	2,71	2,93	3,27	3,63	3,97	4,30	4,61	4,91	5,19
	4,76	2,61	1,76	1,73	1,86	2,03	2,23	2,42	2,62	2,81	2,99
0,5	3,09	4,53	3,18	3,23	3,50	3,81	4,13	4,44	4,73	5,01	5,28
	4,76	3,72	2,17	1,99	2,05	2,19	2,36	2,54	2,72	2,90	3,08

$$\kappa_{\Sigma} = \kappa_5 = \left[1 + \frac{2n}{q^2 K_{\delta}(n)} \right] / K_{\delta}(n).$$

асинхронный случай (табл. 6.7):

Таблица 6.7

q	κ_6 при n									
	1,1	1,3	1,5	1,7	1,9	2,1	2,3	2,5	2,7	2,9
3,09 4,76	2,81 2,13	2,64 1,91	2,57 1,77	2,54 1,69	2,55 1,64	2,58 1,62	2,62 1,61	2,67 1,61	2,73 1,62	2,80 1,63

$$\kappa_{\Sigma} = \kappa_6 = \frac{3n}{3n-1} \left[1 + \frac{6n^2}{q^2(3n-1)} \right].$$

Функции $\kappa_{\Sigma}(n)$ имеют для алгоритма (6.18) слабо выраженный минимум при $n=2, \dots, 3$ в асинхронном случае и в синхронном случае при $\delta=0,25; 0,5$. Алгоритм (6.19) $z_n = X' \operatorname{sgn} X + Y' \operatorname{sgn} Y$ синхронный случай:

$$\begin{aligned} k_{\Delta\tau} = & \frac{\varepsilon}{\tau_s n} U_c T_n \left\{ (2n-1) \left(\Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} \sin \varphi \right] \sin \varphi + \Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} \cos \varphi \right] \cos \varphi \right) + \right. \\ & + (1-2\delta) \left(\Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} (1-2\delta) \sin \varphi \right] \sin \varphi + \right. \\ & + \left. \Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} (1-2\delta) \cos \varphi \right] \cos \varphi \right) - (n-\delta) \sqrt{2} \sin \left(\frac{\pi}{4} + \varphi \right) \Big\}, \\ \kappa_{\Sigma} = & 2n^2 \left\{ (2n-1) \left(\Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} \sin \varphi \right] \sin \varphi + \Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} \cos \varphi \right] \cos \varphi \right) + \right. \\ & + (1-2\delta) \left(\Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} (1-2\delta) \sin \varphi \right] \sin \varphi + \right. \\ & + \left. \Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} (1-2\delta) \cos \varphi \right] \cos \varphi \right) - (n-\delta) \sqrt{2} \sin \left(\frac{\pi}{4} + \varphi \right) \Big\}^{-2}. \end{aligned}$$

При $\varphi=0$ выражение $k_{\Delta\tau}$ в этом алгоритме совпадает с соответствующим выражением для когерентного алгоритма (6.14), а коэффициент потерь в некогерентном алгоритме (6.19) при $\varphi=0$ вдвое больше, чем в когерентном (6.14). Физически это объясняется тем, что при $\varphi=0$ математическое ожидание по каналу X нулевое, тогда как дисперсии по обоим каналам (X и Y) одинаковые. Поэтому добавление в алгоритме дискриминатора слагаемого $X' \operatorname{sgn} X$ при $\varphi=0$ добавляет лишь шум, но не полезный сигнал. В то же время в отсутствие когерентности по несущей ($\varphi \neq 0$) добавление слагаемого $X' \operatorname{sgn} X$ дает полезный эффект. Считая для этого случая фазу φ случайной равномерно распределенной величиной и проводя по ней усреднение $k_{\Delta\tau}$, находим

$$\begin{aligned} \bar{k}_{\Delta\tau} = & \varepsilon T_n U_c \left\{ (2n-1) \frac{q}{\sqrt{2\pi n}} \left[\exp \left(-\frac{q^2}{4n} \right) \right] \left[I_0 \left(\frac{q^2}{4n} \right) + I_1 \left(\frac{q^2}{4n} \right) \right] + \right. \\ & + \frac{q(1-2\delta)^2}{\sqrt{2\pi n}} \left[\exp \left(-q^2(1-2\delta)^2/4n \right) \right] \left[I_0(q^2(1-2\delta)^2/4n) + \right. \\ & + \left. I_1(q^2(1-2\delta)^2/4n) \right] \Big\} / \tau_s n. \end{aligned}$$

С помощью $\bar{k}_{\Delta\tau}$ находится эквивалентная флуктуационная характеристика $\bar{N}_{\Sigma\tau} = N_n / \bar{k}_{\Delta\tau}^2$. Деление ее на $N_{\Sigma\tau}$ для алгоритма (6.11) дает коэффициент потерь

$$\begin{aligned} \kappa_{\Sigma} = \kappa_7 = & 2n^2 \left\{ (2n-1) \frac{q}{\sqrt{2\pi n}} \left[\exp \left(-q^2/4n \right) \right] \left[I_0(q^2/4n) + I_1(q^2/4n) \right] + \right. \\ & + \frac{q(1-2\delta)^2}{\sqrt{2\pi n}} \left[\exp \left(-q^2(1-2\delta)^2/4n \right) \right] \left[I_0(q^2(1-2\delta)^2/4n) + \right. \\ & + \left. I_1(q^2(1-2\delta)^2/4n) \right] \Big\}^{-2}; \end{aligned}$$

асинхронный случай

Аналитически рассчитать коэффициент потерь $\kappa_{\Sigma} = \kappa_8$ здесь не удастся. Результаты численного расчета приведены в табл. 6.8.

Перейдем к двухтактным алгоритмам с качанием задержки на $\pm \tau_k/2$. Для этих алгоритмов приведем выражения коэффициентов энергетических потерь за счет двоичной информации κ_n , определяемых как отношения эквивалентных флуктуационных характеристик при наличии и отсутствии двоичной информации. Приведем также выражения коэффициентов энергетических потерь за счет качания задержки κ_k . Величина κ_k определяется как отношение эквивалентной флуктуационной характеристики данного алгоритма при наличии двоичной информации к эквивалентной флуктуационной характеристике соответствующего однократного алгоритма с производной при $\tau_0 = \tau_s$ и наличии двоичной информации (если сравнивать со случаем $\tau_0 < \tau_s$, то коэффициент потерь возрастет в τ_s/τ_0 раз).

Отметим, что при передаче двоичных символов информации следует использовать в двухтактных алгоритмах только нечетные n , так как при четных n из-за воздействия двоичной информации возникает смещение дискриминационных характеристик.

Обозначим через $N_{\Sigma}^{k,n}$, $N_{\Sigma}^{k,n}$, $N_{\Sigma}^{n,n}$ эквивалентные флуктуационные характеристики дискриминаторов ССЗ, соответственно с качанием задержки при наличии двоичной информации, с качанием задержки при отсутствии двоичной информации, с производной ПСП при наличии двоичной информации. Тогда

$$N_{\Sigma}^{k,n} = \kappa_n N_{\Sigma}^{k,n} = \tau, \kappa_k N_{\Sigma}^{n,n} / \tau_0 = \tau, \kappa_k \kappa_{\Sigma} N_{\Sigma}^{k,n} / \tau_0 = \tau_s^2 \kappa_k \kappa_{\Sigma} N_0 / U_c^2.$$

Таблица 6.8

q	κ_8 при n					
	1	2	3	4	5	6
3,09	3,63	3,31	3,70	4,00	4,53	4,94
4,76	3,08	2,44	2,30	2,52	2,69	2,87

Когерентный алгоритм (6.16) $z_d = Y_{\tau_k/2}^2 - Y_{-\tau_k/2}^2$ синхронный случай $n=1$; $\delta=0,5$ (наиболее неблагоприятное δ):

$$k_{д\tau} = 2\varepsilon^2 U_c^2 T_n^2 (1 - \tau_k/2\tau_s)/\tau_s;$$

потери за счет двоичной информации (табл. 6.9)

$$\kappa_u = \kappa_9 = 2 \left[1 + q^{-2} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s} \right)^{-2} + \frac{q^2}{8} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{1}{2} q^{-2} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s} \right)^{-2} \right]^{-1}.$$

Потери за счет качания задержки по сравнению с алгоритмом (6.13) $z_d = Y Y'$ (табл. 6.10)

$$\kappa_k = \kappa_{10} = 2 \left[1 + q^{-2} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s} \right)^{-2} + \frac{q^2}{8} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s} \right)^2 \right] [1 + 2q^{-2}]^{-1};$$

то же для нечетных $n \geq 3$ (табл. 6.11 и 6.12)

$$k_{д\tau} = 2\varepsilon^2 (2n-1) U_c^2 T_n^2 (1 - \tau_k/2\tau_s)/n\tau_s,$$

Таблица 6.9

q	κ_9 при $\tau_k/2\tau_s$			
	0,5	0,25	0,125	0,0625
3,09	4,53	5,31	5,84	6,12
4,76	5,40	7,11	7,97	8,39

Таблица 6.10

q	κ_{10} при $\tau_k/2\tau_s$			
	0,5	0,25	0,125	0,0625
3,09	4,53	4,87	5,3	5,54
4,76	5,40	6,91	7,72	8,13

Таблица 6.11

$\tau_k/2\tau_s$	q	κ_{11} при n	
		3	5
0,5	3,09	1,21	0,72
	4,76	1,27	0,69
0,25	3,09	1,26	0,69
	4,76	1,62	0,78
0,125	3,09	1,34	0,71
	4,76	1,87	0,87
0,0625	3,09	1,40	0,72
	4,76	2,01	0,91

Таблица 6.12

$\tau_k/2\tau_s$	q	κ_{12} при n	
		3	5
0,5	3,09	4,16	4,40
	4,76	3,87	3,88
0,25	3,09	3,13	2,91
	4,76	3,69	3,16
0,125	3,09	2,98	2,54
	4,76	3,81	3,05
0,0625	3,09	2,94	2,41
	4,76	3,90	3,03

$$\kappa_n = \kappa_{11} = \frac{2n}{2n-1} \left[1 + \frac{n^2}{(2n-1)q^2 \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s}\right)^2} + \frac{q^2(1 - \tau_k/2\tau_s)^2}{4n(2n-1)} \right] \left[1 + \frac{n}{2} q^2 (1 - \tau_k/2\tau_s)^{-2} \right]^{-1},$$

$$\kappa_n = \kappa_{12} = 2 \left[1 + n^2 (2n-1)^{-1} q^{-2} (1 - \tau_k/2\tau_s)^2 + \frac{q^2(1 - \tau_k/2\tau_s)^2}{4n(2n-1)} \right] [1 + 2n^2/q^2 (2n-1)]^{-1}.$$

Некогерентный алгоритм (6.21) $z_d = Z^2_{\tau_k/2} - Z^2_{\tau_k/2}$:

Выражения k_d здесь те же, что и для когерентного алгоритма (6.16). Приведем выражения коэффициентов энергетических потерь.

Синхронный случай $n=1$, $\delta=0,5$ (наиболее неблагоприятное):
потери из-за двоичной информации (табл. 6.13):

$$\kappa_n = \kappa_{13} = 2 \left[1 + 2q^{-2} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s}\right)^{-2} + \frac{q^2}{8} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s}\right)^2 \right] \left[1 + q^{-2} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s}\right)^{-2} \right]^{-1};$$

потери из-за качания задержки по сравнению с алгоритмом (6.18) $z_d = XX' + YY'$ (табл. 6.14):

$$\kappa_n = \kappa_{14} = 8 \left[1 + 2q^{-2} \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s}\right)^{-2} + \frac{1}{8} q^2 \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s}\right)^2 \right] [1 + 4/q^2]^{-1}.$$

Таблица 6.13

q	κ_{13} при n			
	0,5	0,25	0,125	0,0625
3,09	4,78	5,37	5,85	6,11
4,76	5,44	7,07	7,93	8,35

Таблица 6.14

q	κ_{14} при n			
	0,5	0,25	0,125	0,0625
3,09	10,33	10,62	10,91	11,10
4,76	11,47	12,72	13,49	13,88

Синхронный случай для нечетных $n \geq 3$, $\delta=0,5$ (табл. 6.15 и 6.16):

$$\kappa_n = \kappa_{15} = \frac{2n}{2n-1} \left[1 + \frac{2n^2}{q^2(1 - \tau_k/2\tau_s)^2(2n-1)} + q^2 \left(1 - \frac{\tau_k}{2\tau_s}\right)^2 / 4(2n-1) \right] [1 + nq^{-2}(1 - \tau_k/2\tau_s)^{-2}]^{-1}.$$

$$\kappa_{\kappa} = \kappa_{16} = 2 \left[1 + 2n^2 (2n-1)^{-1} q^{-2} (1 - \tau_{\kappa}/2\tau_s)^{-2} + q^2 \left(1 - \frac{\tau_{\kappa}}{2\tau_s} \right) / 4(2n-1) \right] \times \\ \times [1 + 4n^2/q^2 (2n-1)]^{-1}.$$

Выражения эквивалентных флуктуационных характеристик двухтактных алгоритмов (которые опущены, но легко могут быть восстановлены по приведенным формулам) содержат составляющую, как зависящую от аддитивного шума со спектральной плотностью N_0 , так и не зависящую от него. Последняя приводит в выражениях κ_{κ} и κ_{κ} к появлению члена, пропорционального q^2 . В результате $\sigma_{\tau}^2 \neq 0$ даже в отсутствие аддитивного шума, что связано с наличием так называемого «сигнального шума», порождаемого случайным характером передаваемой двоичной информации. В то же время в алгоритмах с производной ПСП случайный характер передаваемой двоичной информации не приводит к появлению сигнального шума, т. е. при $N_0=0$ имеем $\sigma_{\tau}^2=0$. Физически это объясняется тем, что при $N_0=0$ и $\tau=0$ в алгоритмах с производной ПСП $z_d=0$, а в алгоритмах с качанием задержки $z_d \neq 0$.

Таблица 6.15

$\tau_{\kappa}/2\tau_s$	q	κ_{15} при n	
		3	5
0,5	3,09	1,32	0,79
	4,76	1,33	0,75
0,25	3,09	1,32	0,75
	4,76	1,62	0,80
0,125	3,09	1,38	0,75
	4,76	1,85	0,87
0,0625	3,09	1,42	0,75
	4,76	1,98	0,91

Таблица 6.16

$\tau_{\kappa}/2\tau_s$	q	κ_{16} при n	
		3	5
0,5	3,09	4,63	4,90
	4,76	4,19	4,31
0,25	3,09	3,02	2,81
	4,76	3,56	3,06
0,125	3,09	2,65	2,21
	4,76	3,56	2,79
0,0625	3,09	3,53	1,99
	4,76	3,61	2,71

Уменьшение κ_{κ} и κ_{κ} с уменьшением τ_{κ} объясняется увеличением отношения сигнал-шум в отсчетах X и Y за счет увеличения $R(\tau_{\kappa})$.

6.4. ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ ССЗ

6.4.1. Исходные данные

Для расчетов заданы следующие исходные данные: тактовая частота ПСП $f_{\tau} = 15$ МГц; минимальный энергетический потенциал $P_{\min} = 10$ кГц; максимальная скорость изменения тактовой частоты ПСП $f'_{\tau} = 3$ Гц/с; динамический диапазон изменения мощности входного сигнала 40 дБ; допустимые флуктуационная и установившаяся динамическая ошибки слежения $\sigma_{\psi} \leq 0,25$ рад и $\psi_{уст} \leq 0,2$ рад; полоса фильтра перед АЦП $2\Delta f_{0,7} = 300$ кГц; диапазон изменения тактовой частоты ПСП $\delta f_{\tau} = 500$ Гц.

6.4.2. Выбор типа ССЗ

Ширина спектра входного ПШС приблизительно равна 30 МГц. Для цифровой свертки такого сигнала потребуется очень высокая частота дискретизации. Реализация ССЗ с такой частотой дискретизации затруднительна из-за отсутствия

соответствующей элементной базы. Поэтому выбираем ССЗ с аналоговой сверткой ПСП.

При выборе типа дискриминатора было отдано предпочтение некогерентному дискриминатору с качанием задержки, использующему фильтрацию квадратурных компонент на видеочастоте (см. рис. 6.16).

При выборе числа уровней квантования необходимо учитывать, что увеличение разрядности числа на выходе АЦП ведет к значительному аппаратному усложнению ССЗ. С этой точки зрения наиболее целесообразно использование бинарного квантования. Дополнительные энергетические потери, возникающие при этом, в большинстве случаев допустимы. Однако при заданном динамическом диапазоне изменения мощности входного сигнала отношение сигнал-шум на входе АЦП может быть значительно больше единицы, что делает бинарный АЦП нечувствительным к изменению амплитуды сигнала. Поскольку в выбранном дискриминаторе информация об ошибке слежения содержится в амплитудной модуляции сигнала после свертки ПСП, это приведет к потере работоспособности ССЗ. Чтобы избежать этого, используем рандомизированное бинарное квантование (см. рис. 1.11).

6.4.3. Выбор частот дискретизации f_d , качания задержки F_k и параметров рандомизации

С практической стороны удобно формировать все сигналы, необходимые для работы ССЗ, из тактовой частоты ПСП. Это избавляет от создания дополнительных аналоговых формирователей нужных частот. Исходя из этого, выбираем $f_d = f_i/6 = 2,5 \cdot 10^6$ Гц.

Выбор числа уровней напряжения рандомизации определяется заданной точностью слежения за задержкой, т. е. флуктуационной и динамической ошибками. Дело в том, что если отношение сигнал-шум на входе АЦП намного больше единицы, то разность между двумя соседними уровнями напряжения рандомизации (шаг рандомизации Δe) определяет чувствительность данного АЦП к изменению амплитуды входного сигнала.

В данной ССЗ информация об ошибке слежения содержится в амплитудной модуляции сигнала после свертки ПСП, причем глубина модуляции соответствует значению, а фаза — знаку ошибки слежения. Следовательно, шаг рандомизации определяет разрешающую способность дискриминатора данной ССЗ $\Delta\psi_p \approx 4\pi/N_p$, где N_p — число уровней в напряжении рандомизации.

Данная формула справедлива для бесконечно большого отношения сигнал-шум на входе АЦП. Величина $\Delta\psi_p$ должна быть значительно меньше заданных значений флуктуационной и динамической ошибок.

Увеличение N_p целесообразно до некоторого предела, который определяется чувствительностью компаратора, используемого в качестве АЦП, и уровнем собственных шумов приемника. Исходя из характеристик существующих компараторов, можно рекомендовать поддерживать амплитуды входного сигнала и рандомизации на входе АЦП, равными 1...1,5 В, а $\Delta e \geq 5$ мВ, при этом $N_p \leq 500$. Если уровень собственных шумов приемника на входе АЦП будет больше чем Δe , то ошибкой из-за конечности числа N_p можно пренебречь.

В проектируемой ССЗ в качестве источника напряжения рандомизации используем 8-разрядный ГПСЧ (см. рис. 1.11), к которому подключен ЦАП, при этом $N_p = 255$.

Тактовую частоту ГПСЧ рандомизации выберем в 4 раза меньшей частоты дискретизации для снижения требований к быстродействию ЦАП: $f_{t. \text{ранд}} = f_d/4 = 625$ кГц. При этом частота повторения напряжения рандомизации $f_{\text{ранд}} = f_{t. \text{ранд}}/N_p = 2,451$ кГц.

При выборе частоты качания задержки опорного ПСП F_k необходимо выполнение следующих условий: 1. На выходе интеграторов, осуществляющих накопление сигнала за время F_k^{-1} , отношение сигнал-шум должно быть много больше единицы. 2. Для снижения флуктуационной ошибки ССЗ желательно (см. п. 1.4.1), чтобы $F_k = f_{\text{ранд}}/2i$, где i — любое целое число. При этом в один полупериод качания задержки укладывается целое число периодов напряжения

рандомизации. 3. Желательно, чтобы F_k была в несколько раз больше эквивалентной шумовой полосы ССЗ Δf_z , ибо частота F_k является частотой регулирования в данной ССЗ. При этом следует учитывать, что с увеличением входного отношения сигнал-шум расширяется Δf_z . Поэтому необходимо, чтобы данное условие выполнялось во всем диапазоне изменения мощности входного сигнала.

Исходя из условий 1 и 2, выберем частоту качания задержки $F_k = f_{\text{ранд}}/8 = 306,4$ Гц. Соответствие выбранного значения частоты качания задержки условию 3 необходимо проверить после расчета требуемой эквивалентной шумовой полосы ССЗ.

6.4.4. Определение энергетических потерь

Для вычисления коэффициента энергетических потерь, определяемых рандомизированным бинарным квантованием, воспользуемся формулой (1.13). В качестве фильтра, предшествующего АЦП, на этапе внешнего проектирования выбран одиночный контур с полосой $2\Delta f_{0,7} = 300$ кГц. В данном случае $d = \Delta f_{0,7}/f_d = 0,06$. Задаваясь значением $e_n/\sigma_n = 1,41$, получаем $\kappa_{p2} = 1,3$ дБ. Так как в нашем случае $f_{\text{т.ранд}} < f_g$, то коэффициент потерь κ_p несколько возрастет по сравнению с κ_{p2} , ибо формула (1.13) получена для случая $f_{\text{т.ранд}} = f_g$. С другой стороны, за счет неслучайности смещения κ_p несколько уменьшится по сравнению с κ_{p2} . Кроме того, следует учесть дополнительные потери из-за нелинейных операций, выполняемых дискриминатором. Ориентировочно примем, что общий коэффициент энергетических потерь κ_0 возрастет по сравнению с κ_{p2} на 2 дБ, откуда $\kappa_0 = 3,3$ дБ (т. е. 2,14).

6.4.5. Выбор порядка астатизма и эквивалентной шумовой полосы ССЗ

Учитывая достаточно широкий диапазон перестройки тактовой частоты ПСП и в то же время малые допустимые флуктуационные и динамические ошибки, будем проектировать ССЗ с астатизмом второго порядка.

Определим максимальную эквивалентную полосу ССЗ, обеспечивающую заданную флуктуационную ошибку при минимальном энергетическом потенциале:

$$\Delta f_{z \text{ макс}} = \sigma_{\psi}^2 / \kappa_0 N_{\text{э.н.}\psi} \quad (6.23)$$

Эквивалентную флуктуационную характеристику аналогового некогерентного дискриминатора с качанием задержки, согласно п. 6.13, можно вычислить по формуле

$$N_{\text{э.н.}\psi} = 4\pi^2 \kappa_0 / \Pi, \quad (6.24)$$

откуда

$$\Delta f_{z \text{ макс}} = \sigma_{\psi}^2 \Pi_{\text{мин}} / 4\kappa_0 \pi^2 = 7,2 \text{ Гц}.$$

Определим минимальную эквивалентную полосу системы со вторым порядком астатизма, обеспечивающую заданную установившуюся динамическую ошибку при максимальной скорости изменения тактовой частоты ПСП. Из (5.39) следует $\Delta f_{\text{э.мин}} = \sqrt{\pi f'_{\text{т.макс}} / 2\psi_{\text{ст}}} \approx 4,85$ Гц. Выбираем для расчета $\Delta f_z = 6$ Гц.

Когда получается $\Delta f_{\text{э.мин}} > \Delta f_z$, необходимо попытаться увеличить $\Delta f_{z \text{ макс}}$, уменьшая энергетические потери за счет увеличения частоты дискретизации, числа уровней квантования и т. д. Если это не помогает, то ССЗ с заданными характеристиками нельзя реализовать в виде системы со вторым порядком астатизма и надо перейти к проектированию системы с астатизмом третьего порядка.

6.4.6. Выбор параметров дискретного фазовращателя

Проектируемую ССЗ строим по схеме с дискретным управлением фазой (рис. 6.17).

В качестве дискретного фазовращателя используем последовательно включенные УДИ и счетчик-делитель с коэффициентом деления n_d . При выборе значения

Задаваясь $k_{\Sigma} T_n = 1$, с помощью (6.26), (5.31") и (5.35) можно выразить n_y и n_1 через Δf_s :

$$n_y = f_d \sqrt{\pi / \Delta f_{0,7}} / \pi \Delta f_s n_d; \quad n_1 = \Delta F_n / 2 \Delta f_s. \quad (6.27)$$

После вычислений получим $n_y = 237,93$. Так как в качестве дискретного усредняющего устройства обычно используют двоичные или двоично-десятичные реверсивные счетчики, выбираем $n_y = 2^8 = 256$.

Для расчета n_1 необходимо предварительно определить дискрет перестройки преобразователя код-частота ΔF_n . При этом следует учитывать, что при увеличении ΔF_n выше некоторого критического значения начинается резкий рост фазовых флуктуаций. Это связано с увеличением внутреннего фазового шума системы, обусловленного интегрирующей петлей. Уровень внутренних фазовых флуктуаций в системе с астатизмом второго порядка порядка превышает не более чем в 2 раза уровень таких флуктуаций в системе с астатизмом первого порядка, если ([63], с. 170)

$$\Delta F_n \leq 2 f_d n_1 / (2 + n_y).$$

Обычно для того чтобы обеспечить малый уровень внутренних флуктуаций, достаточно выбрать дискрет перестройки ЦСЧ на входе дискриминатора ΔF значительно меньше эквивалентной шумовой полосы Δf_s . Выбираем $\Delta F = 0,3$ Гц. Дискрет перестройки преобразователя код-частота

$$\Delta F_n = n_d \Delta F = 43,2 \text{ Гц.}$$

С помощью (6.27) получим $n_1 \approx 4$.

В данной ССЗ используем ЦСЧ с суммированием импульсных последовательностей.

В некоторых случаях расчетное значение n_1 может оказаться меньше единицы. В этом случае импульсы на реверсивный счетчик РС2 следует подавать не с выхода дискретного усредняющего устройства, а с некоторой его средней точки. При этом $n_1 = 2^{-L}$, где L — число двоичных разрядов между этой точкой и выходом дискретного усредняющего устройства.

Исходя из заданного диапазона изменения тактовой частоты ПСП, определяем число синтезируемых в интегрирующей петле частот:

$$\delta f_t / \Delta F = 500 / 0,3 = 1666,6.$$

Для получения тактовой частоты необходимо с помощью нескольких преобразований, проводимых традиционными аналоговыми средствами, «перенести» выходной сигнал ЦСЧ на частоту $f_t = 15$ МГц. Чтобы иметь возможность вести эти преобразования, частота сигнала на выходе дискретного фазовращателя должна иметь вид $f_{оп} \pm \delta f_t$. Величина $f_{оп}$ определяется в процессе разработки схемы «переноса» сигнала ЦСЧ на частоту f_t . Выбираем $f_{оп} = 99500$ Гц. Тогда емкость реверсивного счетчика РС2 $n_2 = (f_{оп} + \delta f_t) / \Delta F = 333333,3$.

Поскольку реверсивный счетчик РС2 обычно реализуют в виде двоичного счетчика, выбираем в качестве n_2 ближайшее большее число, равное 2^n : $n_2 = 2^{19} = 524288$.

Для выбранных значений n_y и n_1 определим согласно (6.26), (5.31), (5.35)

$$k_{\Sigma} = 11,16, \quad T_n = 0,0926, \quad k_{\Sigma} T_n \approx 1,03, \quad \Delta f_s \approx 5,49 \text{ Гц.}$$

Определим флуктуационную и динамическую ошибки слежения разработанной ССЗ

$$\sigma_{\psi} = \sqrt{\kappa_0 N_{\text{эн}} \psi} \Delta f_s \approx 0,22 \text{ рад,} \quad \psi_{\text{уст}} = 2\pi T_n f_t' / k_{\Sigma} \approx 0,156 \text{ рад.}$$

Полученные значения σ_{ψ} и $\psi_{\text{уст}}$ меньше заданных, следовательно, параметры ССЗ выбраны правильно.

Следует отметить, что при увеличении мощности входного сигнала происходит расширение Δf_s за счет увеличения крутизны ДХ. При этом флуктуационная ошибка будет уменьшаться, а $k_{\Sigma} T_n$ увеличиваться. Динамические свойства системы

при этом будут улучшаться. Однако это улучшение значительнее, если при изменении входного отношения сигнал-шум менять значения n_y , n_1 с таким расчетом, чтобы поддерживать $k_{\Sigma} T_n$ близким к единице.

6.4.8. Аппаратная реализация

На рис. 6.17 изображена подробная функциональная схема проектируемой ССЗ. В результате перемножения входного ПШС $u_{вх}(t)$ на опорную ПСП с качанием задержки квадратурные компоненты имеют амплитудную модуляцию с частотой F_k . Глубина амплитудной модуляции определяется величиной $|\tau|$, а фаза относительно колебания с частотой F_k — знаком $\operatorname{sgn} \tau$. Бинарно квантованные отсчеты квадратурных компонент после умножения на меандр с частотой F_k поступают на интеграторы (реверсивные счетчики) со сбросом 1 и 4, осуществляющие усреднение за период качания F_k^{-1} . Результаты усреднения пропорциональны разностям средних значений соответствующих квадратурных компонент за первую и вторую половины периода качания F_k^{-1} , т. е. глубине амплитудной модуляции. Для определения знака $\operatorname{sgn} \tau$ введены еще два интегратора (реверсивных счетчика) со сбросом 2 и 3. Накопленные в них числа пропорциональны среднему значению соответствующих квадратурных компонент за период качания F_k^{-1} . В конце каждого периода качания в Д-триггеры переписывают числа ± 1 со знаковых разрядов интеграторов 2 и 3, затем эти числа перемножают с соответствующими числами, накопленными в интеграторах 1 и 4, и суммируют друг с другом результаты перемножения. Полученный таким образом сигнал ошибки z_d поступает на дискретное усредняющее устройство.

Бинарное квантование входного сигнала (см. рис. 6.17) позволяет реализовывать линейные сглаживающие цепи в виде простых реверсивных счетчиков. Для того чтобы это стало возможным в данной ССЗ, сигналы с выходов интеграторов со сбросом (1 и 4) должны поступать в виде счетно-импульсного кода. Стандартная схема интегратора со сбросом содержит реверсивный счетчик, который производит усреднение входных отсчетов на интервале интегрирования. В конце интервала со счетчика параллельно считывается накопленное число, а затем счетчик обнуляется. В этом случае выходной сигнал интегратора со сбросом представляет собой многоразрядное число, что значительно усложняет аппаратную реализацию линейных сглаживающих цепей.

Один из вариантов интегратора со сбросом, выходной сигнал которого представлен в счетно-импульсном коде, представлен на рис. 6.18. Этот интегратор содержит два одинаковых реверсивных счетчика. На вход одного из них

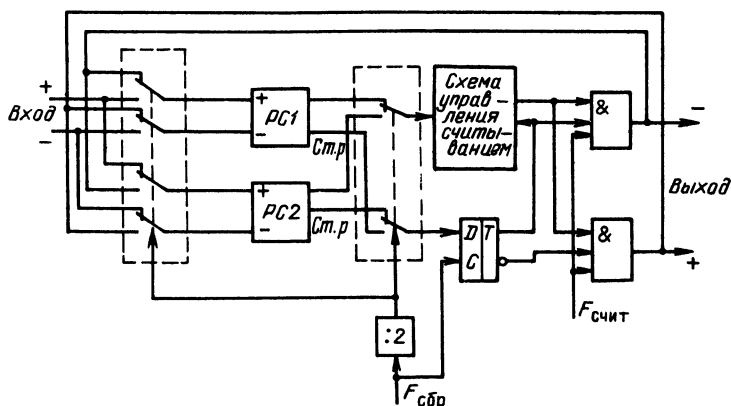


Рис. 6.18. Интегратор со сбросом со счетно-импульсным кодом выходного сигнала (РС — реверсивный счетчик)

поступают цифровые отсчеты входного сигнала, а с другого в это время производится считывание числа, накопленного в предыдущий период интегрирования. На следующем интервале интегрирования счетчики меняются местами.

Считывание накопленного числа производится следующим образом. В начале каждого интервала интегрирования в D -триггере запоминается значение старшего разряда накопленного числа, определяющего знак этого числа. Затем в соответствии со знаком на вход реверсивного счетчика подаются импульсы с таким расчетом, чтобы содержимое счетчика стремилось к нулю. Если накоплено положительное число, импульсы поступают на вход вычитания, если отрицательное — на вход суммирования. Эти же импульсы поступают на выход интегратора. Когда содержимое счетчика станет равным нулю, схема управления запрещает прохождение импульсов считывания на счетчик. При этом число импульсов, поступивших на счетчик, соответствует накопленному числу, а вход (суммирования или вычитания), на который они поступали, — знаку.

Следует отметить, что такой интегратор обладает меньшим быстродействием, чем простой реверсивный счетчик. Поэтому иногда возникает необходимость уменьшить частоту следования цифровых отсчетов на его входе. Для этого можно расположить часть дискретного усредняющего устройства перед интегратором со сбросом в виде реверсивного счетчика со сбросом в среднее состояние после переполнения. При этом необходимо, чтобы общий коэффициент деления n , соответствовал расчетному значению.

Считывание числа с интегратора со сбросом желательно производить узкими импульсами (скважность не менее 4) и импульсы считывания в одном канале сдвинуть относительно импульсов считывания в другом канале на 180° .

При этом схема суммирования модулей реализуется в виде двух двухвходовых схем И.

7. Системы частотной автоподстройки (ЧАП)

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В этой главе ограничимся рассмотрением лишь программно-аппаратных систем ЧАП [29]. В этих системах выходной сигнал дискриминатора $z_d[k]$, $k=1, 2, 3, \dots$, формирует микроЭВМ в соответствии с фазовым

$$z_d[k] = X[R]Y[R-1] - Y[R]X[R-1] \quad (7.1)$$

или амплитудным

$$z_d[k] = (X^2[R] + Y^2[R])_{-\Delta F_k/2} - (X^2[R-1] + Y^2[R-1])_{+\Delta F_k/2} \quad (7.2)$$

алгоритмами. Индексы $\pm \Delta F_k/2$ означают, что частота опорного сигнала, формируемая ЦСЧ ССН, отклоняется от номинального значения на $-\Delta F_k/2$ в R -м интервале накопления и на $+\Delta F_k/2$ в $(R-1)$ -м интервале. Сигнал ошибки $z_d[k]$ может вырабатываться после каждого периода накопления, начиная со второго — потактная работа (при этом $R=k+1$), либо после каждого второго периода накопления — черестактная работа (при этом $R=2k$).

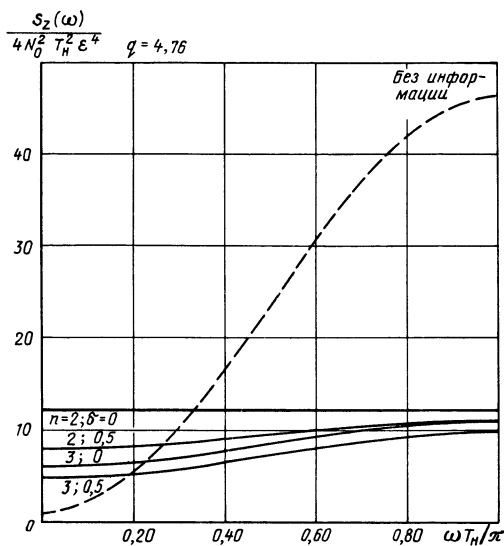
Цифровой фильтр, преобразующий сигнал z_d в сигнал z_y , реализует при первом порядке астатизма следующий алгоритм:

$$z_y[k] = z_y[0] + k_1 \sum_{i=1}^k z_d[i]. \quad (7.3)$$

Анализ систем ЧАП проведем с помощью квазинепрерывного метода (см. гл. 5), ограничиваясь для простоты квазилинейным режимом. В этом режиме ошибка слежения $\Delta\omega = \omega_c - \omega_{\text{вых}}$ не выходит за пределы линейного участка ДХ: $a(\Delta\omega)$, поэтому

$$a(\Delta\omega) = k_{\Delta\omega} \Delta\omega.$$

Рис. 7.1. Спектральная плотность сигнала на выходе частотного дискриминатора с фазовым потактным алгоритмом при отсутствии двоичной информации (штриховая линия) и при ее наличии (сплошные кривые)



Спектральная плотность цифрового сигнала ошибки $z_d[k]$ определяется выражением

$$S_z(\omega, \Delta\omega) = 2Dz_d(\Delta\omega) + 4 \sum_{m=1}^{\infty} Bz_d(m, \Delta\omega) \cos(m, \omega/F_p), \quad (7.4)$$

где $\Delta\omega$ — параметр рассогласования (в данном случае частотная расстройка); ω — частота (аргумент спектральной плотности); $Dz_d(\Delta\omega)$ и $Bz_d(m, \Delta\omega)$ — дисперсия и корреляционная функция сигнала ошибки; F_p — частота регулирования, равная $(T_n)^{-1}$ при потактной работе и $(2T_n)^{-1}$ при черестактной. Вид этой спектральной плотности для фазового потактного алгоритма показан на рис. 7.1 штриховой кривой в отсутствие двоичной информации и сплошными кривыми при ее наличии. Как видно из рисунка, спектральная плотность в потактном фазовом алгоритме в отсутствие двоичной информации сильно зависит от частоты ω , что следует учитывать даже для приближенных расчетов. Во всех остальных случаях, т. е. в фазовом потактном алгоритме при наличии двоичной информации или в других алгоритмах (фазовом черестактном или в амплитудном), спектральная плотность S_z либо совсем не зависит от частоты ω , либо слабо зависит, и этой зависимостью при приближенных расчетах можно пренебречь, т. е. считать $S_z = N_d \neq f(\omega)$. В этих случаях и будем использовать квазинепрерывный метод.

При изучении программно-аппаратных систем ЧАП с помощью моделирования в первом приближении можно пренебречь дискретным характером обработки сигнала в аппаратной части, но учесть дискретный характер обработки в микроЭВМ, так как частота регулирования F_p намного ниже частоты дискретизации f_d . При этом удобно воспользоваться статистическим эквивалентом аппаратной части, для чего необходимо найти статистические характеристики вводимых в микроЭВМ чисел X и Y . Эти числа распределены нормально и являются взаимно независимыми. При многоуровневом квантовании в АЦП их дисперсии равны $\epsilon^2 N_0 T_n$. Для случая $\Delta\omega = 0$, т. е. $\phi = \text{const}$, в § 1.4 приведены выражения и для математических ожиданий этих сигналов. Однако в случае ЧАП необходимо рассмотреть более общий случай $\Delta\omega \neq 0$. Приведем соответствующие выражения при многоуровневом квантовании в АЦП. Тут играет роль, на какие (первые или вторые) половины интервалов накопления приходятся границы символов. Если границы двоичных символов информации приходятся на первые половины интервалов накопления, то

$$MX[R] = \varepsilon \mu[R] U_c \{2 \cos(\Delta\omega_{R-1} T_n \delta + \varphi_{R-1}) - \cos(\Delta\omega_{R-1} T_n + \varphi_{R-1}) - \cos \varphi_{R-1}\} / \Delta\omega_{R-1}, \quad (7.5)$$

$$MY[R] = \varepsilon \mu[R] U_c \{\sin(\Delta\omega_{R-1} T_n + \varphi_{R-1}) + \sin \varphi_{R-1} - 2 \sin(\Delta\omega_{R-1} T_n \delta + \varphi_{R-1})\} / \Delta\omega_{R-1}. \quad (7.6)$$

Здесь $\varphi_{R-1} = \Phi_c[(R-1)T_n] - \Phi_{\text{вых}}[(R-1)T_n]$ — разность фаз входного и выходного сигналов на начало R -го (конец $R-1$ -го) интервала накопления; $\Delta\omega_{R-1}$ — разность частот этих сигналов на R -м интервале, полагаемая для простоты постоянной; $\mu[R]$ — значение двоичного символа (+1 или -1) на большей части R -го интервала.

Если границы символов приходятся на вторые половины интервалов накопления, то

$$MX[R] = \varepsilon \mu[R] U_c \{\cos \varphi_{R-1} - 2 \cos(\Delta\omega_{R-1} T_n (1-\delta) + \varphi_{R-1}) + \cos(\Delta\omega_{R-1} T_n + \varphi_{R-1})\} / \Delta\omega_{R-1}, \quad (7.7)$$

$$MY[R] = \varepsilon \mu[R] U_c \{2 \sin(\Delta\omega_{R-1} T_n (1-\delta) + \varphi_{R-1}) - \sin \varphi_{R-1} - \sin(\Delta\omega_{R-1} T_n + \varphi_{R-1})\} / \Delta\omega_{R-1}. \quad (7.8)$$

7.2. ФАЗОВЫЙ АЛГОРИТМ

Характеристики для потактной работы.

При $n=1$ ДХ

$$a(\Delta\omega) = \frac{\varepsilon^2 U_c^2}{\Delta\omega^2} \{\sin[\Delta\omega T_n (1+\delta)] + \sin(\delta\Delta\omega T_n) - \sin(\Delta\omega T_n)\}. \quad (7.9)$$

Из выражения (7.9) видно, что при $\delta=0$ получаем $a(\Delta\omega) \equiv 0$ при любом $\Delta\omega$, т. е. рассматриваемый алгоритм при $n=1$ является неработоспособным.

При $n>1$:

$$a(\Delta\omega) = \frac{\varepsilon^2 U_c^2}{n\Delta\omega^2} \{\sin[\Delta\omega T_n (1-\delta)] - \sin[\Delta\omega T_n (2-\delta)] - \sin[\Delta\omega T_n (1+\delta)] + \sin(\delta\Delta\omega T_n) + 2(n-1)\sin(\Delta\omega T_n) - (n-2)\sin(2\Delta\omega T_n)\}, \quad (7.10)$$

$$k_{\Delta\omega} = \varepsilon^2 U_c^2 T_n^3 [(n-1) - \delta + \delta^2] / n, \quad (7.11)$$

$$N_{\Delta\omega} = \frac{32(2-3\delta+3\delta^2)}{q^2 T_c (1-\delta+\delta^2)} \left[1 + \frac{4}{q^2 (2-3\delta+3\delta^2)} \right] \text{ при } n=2, \quad (7.12)$$

$$N_{\Delta\omega} = \frac{8n^3 (1-\delta+\delta^2)}{q^2 T_c [(n-1)-\delta+\delta^2]^2} \left[1 + \frac{n^2}{2q^2 (1-\delta+\delta^2)} \right] \text{ при } n \geq 3. \quad (7.13)$$

Характеристики черестактной работы

При $n=1$ ДХ по-прежнему определяется выражением (7.9), поэтому остается в силе вывод о неработоспособности алгоритма.

Для случая $n \geq 2$ рассмотрим интервал длительностью $2T_n$, в течение которого формируется единичный сигнал ошибки $z_d[k]$. Начнем со случая $n=2$. Если границы символов окажутся в середине этого интервала длительностью $2T_n$, то $a(\Delta\omega) \equiv 0$ при любом $\Delta\omega$, т. е. алгоритм неработоспособен. Если же границы символов совпадают с границами этого интервала длительностью $2T_n$, т. е. с моментами выработки сигналов ошибки $z_d[k]$, то двоичная информация вообще не будет оказывать влияния на z_d и

$$a(\Delta\omega) = \frac{\varepsilon^2 U_c^2}{\Delta\omega^2} [2 \sin(\Delta\omega T_n) - \sin(2\Delta\omega T_n)]. \quad (7.14)$$

Следовательно, кратность $n=2$ можно выбирать лишь при известных границах символов: при неизвестных границах моменты выработки сигналов ошибки $z_d[k]$ могут оказаться посредине двоичных символов, что приведет к полной неработоспособности черестактного алгоритма.

Перейдем к случаю $n>2$. При нечетных n здесь сохраняют силу выражения (7.10) и (7.11) для $a(\Delta\omega)$ и $k_{\Delta\omega}$, а эквивалентная флуктуационная характеристика

$$N_{\Delta\omega} = \frac{8n^3(n-2\delta+2\delta^2)}{q^2 T_c [(n-1)-\delta+\delta^2]^2} \left[1 + \frac{n^2}{q^2(n-2\delta+2\delta^2)} \right]. \quad (7.15)$$

При четных $n>2$, как и при $n=2$, возможны два случая, отличающиеся сдвигом на величину T_n моментов формирования отсчетов $z_d[k]$. Худшей ситуацией с точки зрения энергетических потерь является попадание границ символов в подынтервал $[0,5T_n; 1,5T_n]$ интервала длительностью $2T_n$, на котором образуется $z_d[k]$. При этом

$$a(\Delta\omega) = \frac{2\varepsilon^2 U_c^2}{n\Delta\omega^2} \left\{ \sin[\delta\Delta\omega T_n] - \sin[\Delta\omega T_n(1+\delta)] + \right. \\ \left. + (n-1) \sin \Delta\omega T_n - \frac{n-2}{2} \sin 2\Delta\omega T_n \right\}, \quad (7.16)$$

$$N_{\Delta\omega} = \frac{8n^3(n-2\delta+2\delta^2)}{q^2 T_c [(n-2)-\delta+\delta^2]^2} \left[1 + \frac{n^2}{q^2(n-2\delta+2\delta^2)} \right], \quad (7.17)$$

$$k_{\Delta\omega} = \frac{\varepsilon^2 U_c^2 T_n^3}{n} [n-2+\delta+\delta^2]. \quad (7.18)$$

Анализ энергетических потерь

В черестактном алгоритме в отсутствие двоичной информации

$$N_{\Delta\omega} = \frac{8n^2}{q^2 T_c} \left(1 + \frac{n}{q^2} \right). \quad (7.19)$$

Энергетические потери за счет двоичной информации $\kappa_n = N_{\Delta\omega}/N_{\Delta\omega 0}$. Значения κ_n для черестактного алгоритма при различных n и δ , а также двух значениях $q=3,09$ и $4,76$, соответствующих вероятностям ошибки приема символа идеальным демодулятором 10^{-3} и 10^{-6} , приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

n	κ_n , дБ		
	$\delta=0$ при q	$\delta=0,5$ при q	
	любое	3,09	4,76
3	3,52	4,09	4,00
4	6,02	2,85	2,77
5	1,94	2,20	2,04
6	3,52	1,80	1,73
7	1,34	1,53	1,47
8	2,50	1,33	1,27

Таблица 7.2

n	κ_{Σ} , дБ			
	$\delta=0$ при q		$\delta=0,5$ при q	
	3,09	4,76	3,09	4,76
3	13,82	13,42	14,39	13,89
4	19,15	18,58	15,98	15,33
5	17,31	16,60	17,58	16,79
6	20,77	19,92	19,05	18,13
7	20,00	19,22	20,38	19,35
8	22,77	21,69	21,60	20,46

Таблица 7.3

n	η , дБ, при q	
	3,06	4,76
3	4,50	4,57
4	8,30	8,43
5	5,39	6,14

Коэффициенты κ_n для четных n вычислены для наихудшего случая. При $\delta=0$ и нечетных n : $\kappa_n = n^2/(n-1)^2$, для четных n : $\kappa_n = n^2/(n-2)^2$, т. е. при $\delta=0$ потери κ_n не зависят от q . При $\delta \neq 0$ такая зависимость появляется, но она слабая (сотые доли децибела) и ею можно пренебречь.

Найдем теперь общие потери $\kappa_\Sigma = N_{\Delta\omega}(n)/N_{\Sigma 0}(n=1)$ как отношение эквивалентных флуктуационных характеристик при наличии двоичной информации в случае $n \geq 3$ и в ее отсутствие в случае $n=1$ (см. табл. 7.2).

С точки зрения энергетических потерь, как видно из этой таблицы, выгодно выбирать $n=3$. Этот вывод относится к случаю незнания положения границ символов, когда приходится рассчитывать на самый неблагоприятный случай. Если же положение границ символов известно, то целесообразно выбирать $n=2$ и синхронизировать моменты выработки сигнала ошибки с границами символов. В этом случае $\kappa_n=0$; а $\kappa_\Sigma=6,41$ дБ для $q=3,09$ и $\kappa_\Sigma=6,2$ дБ для $q=4,76$.

Сравним между собой потактный ($N_{\Delta\omega}$) и черестактный ($N'_{\Delta\omega}$) алгоритмы с помощью коэффициента

$$\eta = N''_{\Delta\omega} / N'_{\Delta\omega}.$$

При этом $N_{\Delta\omega}$ вычисляется для самого неблагоприятного δ для каждого алгоритма.

Результаты вычислений η (в децибелах) даны в табл. 7.3.

Таблица 7.3 показывает, что при незнании положения границ двоичных символов эффективнее потактный алгоритм. Однако при известных границах двоичных символов более эффективным становится черестактный алгоритм, если в нем выбрать $n=2$ и засинхронизировать моменты выдачи отсчетов $z_d[k]$ с границами символов. При этом выигрыш этого черестактного алгоритма с $n=2$ по отношению к потактному с минимально возможным $n=2$ составляет 3,01 дБ.

7.3. АМПЛИТУДНЫЙ АЛГОРИТМ

Прототипом алгоритма (7.2) амплитудного дискриминатора системы ЧАП является известный дискриминатор на расстроенных контурах. Действительно, $Z^2 = X^2 + Y^2$ представляет собой квадрат амплитудно-частотной характеристики цифрового квадратурного фильтра. В соответствии с (7.2) сигнал ошибки $z_d[k]$ формируется как разность сигналов Z^2 при отклонении частоты настройки этого фильтра от среднего значения в $(R-1)$ -м такте на $\Delta F_k/2$, а в R -м такте — на $-\Delta F_k/2$.

За одинаковый отрезок времени сумма сигналов ошибки $z_d[k]$ при потактном алгоритме равна удвоенной сумме сигналов ошибки при черестактном алгоритме. Следовательно, эти алгоритмы по своим статистическим характеристикам в квазинепрерывном приближении эквивалентны и отличаются только коэффициентом усиления петли. По этой причине выгоднее использовать черестактный алгоритм, так как он требует меньшего числа операций в микроЭВМ, а необходимый коэффициент усиления петли устанавливать с помощью цифрового фильтра петли сложнее. Поэтому в дальнейшем рассматривается лишь черестактный алгоритм.

Случай $n=1$

$$a(x) = \varepsilon^2 U_c^2 T_n^2 \left\{ \frac{\sin^2 [(x - \Delta x_k)(1 - \delta)]}{(x - \Delta x_k)^2} + \frac{\sin^2 [(x - \Delta x_k) \delta]}{(x - \Delta x_k)^2} - \frac{\sin^2 [(x + \Delta x_k)(1 - \delta)]}{(x + \Delta x_k)^2} - \frac{\sin^2 [(x + \Delta x_k) \delta]}{(x + \Delta x_k)^2} \right\}.$$

Здесь использовано обозначение $x = \Delta\omega T_n/2$ — нормированная ошибка слежения по частоте; $\Delta x_k = \pi \Delta F_k T_n/2$.

$$k_{\Delta\omega} = 2\varepsilon^2 U_c^2 T_n^3 \left\{ \sin^2(\delta\Delta x_k) - \frac{1}{2} \delta\Delta x_k \sin(2\delta\Delta x_k) + \sin^2[\Delta x_k(1-\delta)] - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \Delta x_k(1-\delta) \sin[2\Delta x_k(1-\delta)] \right\} / (\Delta x_k)^3,$$

$$N_{\Delta\omega} = \frac{8(\Delta x_k)^4 R_1}{q^2 T_c T_1^2} \left[1 + \frac{(\Delta x_k)^2}{q^2 R_1} \right] + \frac{2(\Delta x_k)^2}{T_c T_1^2} \{ \sin^2 \Delta x_k - R_1 \}^2,$$

где

$$R_1 = \sin^2[\Delta x_k(1-\delta)] + \sin^2(\delta\Delta x_k);$$

$$T_1 = R_1 - \frac{1}{2} \Delta x_k \delta \sin(2\delta\Delta x_k) - \frac{1}{2} \Delta x_k(1-\delta) \sin[2\Delta x_k(1-\delta)].$$

Случай нечетных $n \geq 3$

$$a(\Delta\omega) = \varepsilon^2 \frac{U_c^2 T_n^2}{n} \left\{ \frac{\sin^2[(x-\Delta x_k)(1-\delta)]}{(x-\Delta x_k)^2} + \frac{\sin^2[(x-\Delta x_k)\delta]}{(x-\Delta x_k)^2} + \right. \\ \left. + (n-1) \frac{\sin^2[(x-\Delta x_k)]}{(x-\Delta x_k)^2} - \frac{\sin^2[(x+\Delta x_k)(1-\delta)]}{(x+\Delta x_k)^2} - \frac{\sin^2[(x+\Delta x_k)\delta]}{(x+\Delta x_k)^2} - \right. \\ \left. - (n-1) \frac{\sin^2(x+\Delta x_k)}{(x+\Delta x_k)^2} \right\};$$

$$k_{\Delta\omega} = \frac{2\varepsilon^2 U_c^2 T_n^3}{n(\Delta x_k)^3} \left\{ (n-1) \left(\sin^2 \Delta x_k - \frac{1}{2} \Delta x_k \sin 2\Delta x_k \right) + \right.$$

$$+ \sin^2(\delta\Delta x_k) + \sin^2[\Delta x_k(1-\delta)] - \frac{1}{2} \Delta x_k(1-\delta) \sin[2\Delta x_k(1-\delta)] - \\ \left. - \frac{1}{2} \delta\Delta x_k \sin(2\delta\Delta x_k) \right\};$$

$$N_{\Delta\omega} = \frac{8n^3 R_2 (\Delta x_k)^4}{q^2 T_c T_2^2} \left[1 + \frac{n^2 (\Delta x_k)^2}{q^2 R_2} \right] + \frac{4n^2 (\Delta x_k)^2}{T_c T_2^2} [n \sin^2 \Delta x_k - R_2],$$

где

$$R_2 = (n-1) \sin^2 \Delta x_k + \sin^2(\delta\Delta x_k) + \sin^2[\Delta x_k(1-\delta)];$$

$$T_2 = R_2 - \frac{1}{2} \Delta x_k(1-\delta) \sin[2\Delta x_k(1-\delta)] - \frac{1}{2} \Delta x_k \delta \sin(2\delta\Delta x_k) - \\ - \frac{1}{2} (n-1) \Delta x_k \sin(2\Delta x_k).$$

Случай четных n

Несмещенной ДХ оказывается лишь при $\Delta F_k T_n = 0,5$. Этот случай не имеет преимуществ по сравнению со случаем нечетных n , поэтому дальше не рассматривается.

В табл. 7.4 приведены для различных q и n оптимальные значения $\Delta F_k T_n$, обеспечивающие минимальное значение $N_{\Delta\omega}$ при наиболее неблагоприятном δ , т. е. оптимальные по минимаксному критерию $\min_{\Delta F_k T_n} \max_{\delta} N_{\Delta\omega}^*$. Эта таблица относится к случаю неизвестных границ двоичных символов. Оптимальные значения $\Delta F_k T_n$ при известных границах символов ($\delta=0$) приведены в табл. 7.5.

* Максимуму $N_{\Delta\omega}$ соответствует $\delta=0,5$ не всегда, но минимаксу — всегда.

Таблица 7.4

q	$\Delta F_k T_n$ при n		
	1	3	5
3,09	0,9	0,5	0,5
4,7 ₇	0,6	0,5	0,5
10 ₇	0,5	0,5	0,55

Таблица 7.5

q	$\Delta F_k T_n$ при n		
	1	3	5
3,09	0,56	0,51	0,48
4,76	0,59	0,55	0,52
10	0,64	0,61	0,59

Эквивалентная флуктуационная характеристика имеет плоский минимум, поэтому требования к $\Delta F_k T_n$ являются, как правило, нежесткими.

Приведем данные по энергетическим потерям, вызванным модуляцией несущей двоичной информацией. Отметим, что для амплитудного алгоритма случай отсутствия информации равносильен случаю точной символической синхронизации ($\delta=0$) при наличии информации, поэтому коэффициент энергетических потерь за счет двоичной информации

$$\kappa_n = N_{\Delta\omega}(n, q, \Delta x_k \delta) / N_{\Delta\omega}(n, q, \Delta x_k, \delta=0).$$

Результаты расчета κ_n (в децибелах) приведены в табл. 7.6. При расчетах величина Δx_k в числителе выбиралась по табл. 7.4, а в знаменателе — по табл. 7.5, т. е. оптимальной по минимаксному критерию, соответственно при наличии и при отсутствии информации. В результате даже при $\delta=0$ приведенные в табл. 7.6 значения $\kappa_n \neq 0$. Они характеризуют чувствительность $N_{\Delta\omega}$ к отклонению Δx_k от оптимального значения. За исключением случая $n=1$ при малом q , величины $\kappa_n (\delta=0)$ малы — десятые доли децибела. Аномально большая величина $\kappa_n (\delta=0) = 9,7$ дБ при $n=1$ и $q=3,09$ объединяется резким расхождением оптимальных значений Δx_k при наличии и при отсутствии информации (см. табл. 7.4 и 7.5).

Таблица 7.6

n	κ_n , дБ					
	$\delta=0$ при q			$\delta=0,5$ при q		
	3,09	4,76	10	3,09	4,76	10
1	9,70	0,001	0,52	11,55	13,08	13,89
3	0,001	0,09	0,37	2,64	2,72	3,01
5	0,01	0,02	0,05	1,50	1,51	1,70

Таблица 7.7

q	$\Delta x_{\min \max}$	
	$\delta=0$	$\delta=0,5$
3,09	8,45	9,95
4,76	—1,09	11,85
10	—0,53	12,86

7.4. СРАВНЕНИЕ АМПЛИТУДНОГО И ФАЗОВОГО АЛГОРИТМОВ

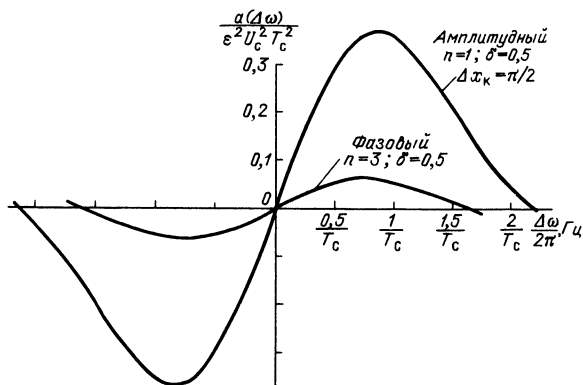
Сравним теперь с точки зрения энергетических потерь амплитудный и фазовый алгоритмы. Если положение границ символов неизвестно, то как выше показано, лучшим среди фазовых алгоритмов является потактный. Будем сравнивать эти алгоритмы при приблизительно одинаковых раскрывах ДХ, следовательно, при одинаковых полосах захвата систем ЧАП. Исходя из этого условия, примем $n=1$ для амплитудного алгоритма и $n=3$ для фазового (рис. 7.2) и введем коэффициент

$$\kappa_{A/\Phi} = N_{\Delta\omega}(n=1, q, \Delta x_{\min \max}, \delta) / N_{\Delta\omega}(n=3, q, \delta).$$

Значения $\Delta x_{\min \max}$ берут из табл. 7.4. Результаты расчета $\kappa_{A/\Phi}$ приведены в табл. 7.7.

Рассмотрим теперь случай точной синхронизации границ символов и границ интервалов накопления. Значения $\Delta x_{\min \max}$ здесь следует брать из табл. 7.5.

Рис. 7.2. Дискриминационные характеристики фазового (а) и амплитудного (б) частотных дискриминаторов



Для $q=3,09$ и $4,76$ получаем соответственно $\kappa_{A/\Phi} = -1,26$ дБ и $-1,09$ дБ. Знак минус указывает на большую помехоустойчивость амплитудного алгоритма, который и следует в данном случае рекомендовать.

8. Системы фазовой автоподстройки

8.1. ЦИФРОВЫЕ ДИСКРИМИНАТОРЫ

8.1.1. Предварительные сведения

Свойства систем цифровой ФАП существенно зависят от того, где находится АЦП: до петли системы ФАП или внутри ее. В аппаратно-программных ЦРПС ПШС (см. рис. 1.14—1.21) это соответствует случаям цифровой или аналоговой свертки доплеровского сдвига.

При расположении АЦП *до* петли системы на вход фазового дискриминатора ФАП поступают цифровые отсчеты действительного, комплексного или фазового сигналов, см. п. 1.2.1. Во всех точках петли ФАП циркулируют коды— всю систему строят как полностью цифровую.

При расположении АЦП *внутри* петли системы ФАП на вход цифрового дискриминатора поступает аналоговая входная смесь $u_{вх}(t)$ и аналоговый опорный сигнал $u_{оп}(t)$. В этом случае система ФАП является аналого-цифровой. Сигнал $u_{оп}(t)$ имеет вид непрерывного колебания или последовательности импульсов, моменты появления которых определяются его фазой. Внутри петли этой системы производят как аналого-цифровое (в цифровом фазовом дискриминаторе), так и цифро-аналоговое (в ЦСЧ) преобразования. При этом квантованию подвергают постоянное напряжение с выхода аналогового фазового детектора или мгновенные значения входной смеси в моменты появления импульсов опорного колебания. В этих случаях при многоуровневом квантовании сигнал ошибки $z_d[r]$ зависит как от фазы, так и от амплитуды входной смеси.

Широко используют также аналого-цифровые системы ФАП с дискриминаторами, в которых проводят жесткое ограничение входной смеси сигнала и шума. Сигнал ошибки $z_d[r]$ подобных дискриминаторов определяется лишь разностью фаз входной смеси и выходного колебания $\theta = \Phi_{вх} - \Phi_{вых}$ и не зависит от амплитуды входной смеси $U_{вх}$. В дальнейшем такие дискриминаторы (и только такие— во избежание путаницы) будем называть цифровыми фазовыми детекторами (ЦФД).

8.1.2. Цифровые дискриминаторы аппаратных систем ФАП

Как уже говорилось, для разных классов замкнутых радиотехнических систем в составе ЦРПС специфическим является лишь построение дискриминатора.

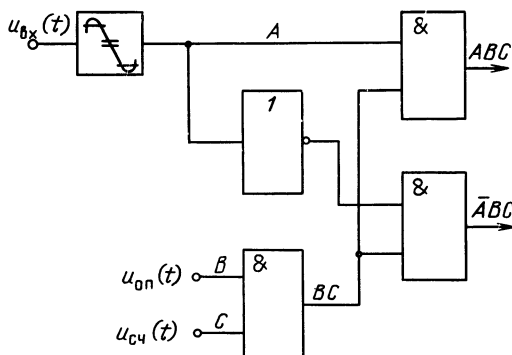


Рис. 8.1. Однополупериодный ЦФД

В связи с этим рассмотрим основные типы цифровых дискриминаторов, применяемых в аппаратных системах ФАП. Наибольшее распространение здесь получили ЦФД.

В § 5.2 было показано, что зависимость $z_d = \Psi(\theta)$, называемая характеристикой ЦФД, в оптимальном дискриминаторе является синусоидальной (с учетом квантования — ступенчато-синусоидальной). Обычно используют наиболее просто реализуемые ЦФД с характеристиками треугольного, пилообразного или релейного вида [63].

Все разновидности ЦФД можно разделить на два типа в соответствии со способом формирования сигнала ошибки $z_d[r]$. В ЦФД первого типа сигнал ошибки $z_d[r]$ образуется перемножением ограниченной входной смеси и опорного сигнала и квантованием результата перемножения. Принцип действия ЦФД второго типа основан на использовании переходов входной смеси уровня ограничения U_0 , в идеале $U_0 = 0$.

ЦФД первого типа с синусоидальной характеристикой может быть получен с помощью аналогового фазового детектора, если перед ним включить ограничитель с нулевым уровнем ограничения. При этом входная смесь из многоуровневой преобразуется в двухуровневую, что позволяет переходить от перемножителя в виде вектормерного фазового детектора к более простому и стабильному перемножителю в виде коммутационного фазового детектора.

Дальнейшие упрощения возможны в случае, когда двухуровневыми являются как входная смесь $\text{sgn } u_{\text{вх}}(t)$, так и опорный сигнал $u_{\text{оп}}(t)$. Перемножитель здесь выполняют на дискретных логических элементах, сигнал на его выходе является двухуровневым. Построение цифрового синтезатора также значительно упрощается, поскольку сформировать меандр существенно проще, чем гармоническое колебание.

При меандрах на входах ЦФД сигнал ошибки z_d выражают в унитарном (счетно-импульсном) коде. Для его формирования используют счетные импульсы $u_{\text{сч}}(t)$. При этом $z_d[r]$ является разностью (за один период опорного колебания) между числом счетных импульсов, совпавших по времени с одним уровнем сигнала на выходе перемножителя, и числом счетных импульсов, совпавших по времени с другим уровнем этого же сигнала. Условно эти импульсы можно считать соответственно положительными и отрицательными. Знак импульсов определяется либо тем, на каком выходе они присутствуют (импульсный способ), либо потенциалом на специальном знаковом выходе. От одного способа задания знака выходных импульсов нетрудно перейти к другому.

На рис. 8.1 приведен пример реализации однополупериодного ЦФД, импульсы на выходе которого присутствуют только в течение одной половины длительности опорного колебания. Две последние схемы совпадения служат для перехода от потенциального к импульсному способу задания знака выходных импульсов. Двухполупериодный ЦФД, импульсы на выходе которого присутствуют все время, можно реализовать на основе так называемой схемы суммирования по модулю два или полусумматора.

На практике получила распространение как однополупериодная, так и двухполупериодная схема.

Если частота счетных импульсов равна частоте опорного колебания, то характеристика ЦФД становится релейной. Схема ЦФД при этом может быть максимально упрощена. Действительно, для реализации ЦФД первого типа с релейной характеристикой достаточно приписывать счетным импульсам, формируемым из меандрового опорного колебания, знак сигнала с выхода ограничителя входной смеси $\text{sgn } u_{\text{вх}}(t)$ в момент появления очередного счетного импульса.

ЦФД второго типа. Примером ЦФД второго типа с синусоидальной характеристикой может служить схема, в которой в моменты пересечения входной смесью нулевого уровня производится многоуровневое квантование синусоидального опорного сигнала.

Примерами ЦФД с пилообразной характеристикой служат дискретные фазометры, изображенные на рис. 1.12 и 1.13. Достоинством пилообразной характеристики, которую могут иметь ЦФД только второго типа, является максимальный размах ее линейного участка. Это обеспечивает определенные преимущества при высоком отношении сигнал-шум на входе ЦФД. Однако (см. дальше) при низком отношении сигнал-шум на входе ЦФД пилообразная характеристика оказывается наилучшей среди рассматриваемых, так как дальше всего от оптимальной — синусоидальной.

Помимо ЦФД, в аппаратных системах ФАП иногда также применяют следующие типы дискриминаторов:

- 1) аналоговый фазовый детектор с последующим АЦП;
- 2) перемножитель цифрового действительного сигнала на цифровой гармонический опорный сигнал;
- 3) перемножитель комплексного цифрового сигнала на комплексный опорный сигнал с выделением в качестве сигнала ошибки $z_d[r]$ мнимой части результата перемножения комплексных чисел. Два последних типа дискриминаторов больше характерны для аппаратно-программных систем ФАП.

До сих пор рассматривались дискриминаторы цифровых систем ФАП, работающих по гармоническому сигналу. Особенностью дискриминаторов систем ФАП, работающих по сигналу с подавленной несущей, является использование двух квадратурных каналов (синусного и косинусного) и образование сигнала ошибки z_d с помощью обоих канальных сигналов, например с помощью их перемножения. В обоих каналах можно использовать любые из рассмотренных типов «простых» фазовых дискриминаторов, например ЦФД. Подаваемые на эти ЦФД опорные сигналы сдвинуты на 90° относительно друг друга. Во избежание значительных энергетических потерь перед перемножением канальных сигналов их следует накопить в течение такого времени T_n , чтобы отношение сигнал-шум $P_c T_n / N_0$ не было малым. Подробнее специфику обработки сигнала с подавленной несущей рассмотрим на примере аппаратно-программных систем ФАП.

8.1.3. Программные алгоритмы дискриминаторов

Эти алгоритмы реализуют с помощью некоторых функциональных программ в микроЭВМ (см. п. 1.3.1). Вид алгоритмов зависит, прежде всего, от наличия или отсутствия несущей в спектре обрабатываемого сигнала. Несущая отсутствует (подавлена), если принимаемый сигнал инверсно модулирован равновероятными двоичными символами информации.

Если несущая не подавлена, часто используют простейший алгоритм дискриминатора: $z_d[R] = X[R]$. Сигнал $Y[R]$ используют для индикации захвата в контуре ФАП, но не для выработки сигнала ошибки $z_d[R]$.

При наличии инверсной модуляции принимаемого сигнала случайными равновероятными двоичными символами информации $\mu = \pm 1$ алгоритм дискриминатора ФАП усложняется, при этом используют оба канала. Например, при построении ФАП по известной схеме Костаса $z_d[R] = X[R] Y[R]$. Время накопления T_n при этом обычно в несколько раз меньше длительности символа T_c .

Если границы двоичных символов известны, то большей помехоустойчивостью обладает так называемый алгоритм с обратной связью по решению: $z_d[R] = X[R] \text{sgn } Y[R]$, при этом $T_n = T_c$ и границы накопления в НС со сбросом

($\Sigma\downarrow$) совпадают с границами двоичных символов. Решение $\hat{\mu}$ о значении передаваемого символа принимают по правилу $\hat{\mu}[R] = \text{sgn } Y[R]$, откуда $z_d[R] = X[R]\hat{\mu}[R]$. Следовательно, при выработке сигнала ошибки $z_d[R]$ используют решение $\hat{\mu}[R]$, чем и объясняется название алгоритма.

Перспективным является так называемый арктангенсный алгоритм: $z_d[R] = \arctg(X[R]/Y[R])$. Его преимущество по сравнению с рассмотренными алгоритмами — независимость коэффициента передачи дискриминатора от входного отношения сигнал-шум и, следовательно, устойчивость цифровой системы ФАП в широком динамическом диапазоне изменения уровня входного сигнала.

Устойчивость цифровой системы ФАП в широком динамическом диапазоне сохраняется и при упрощении этого алгоритма путем отбрасывания функции арктангенса: $z_d[R] = X[R]/Y[R]$. При этом происходит некоторое снижение помехоустойчивости системы ФАП.

8.2. ДИСКРИМИНАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рассмотрим ДХ дискриминаторов в два этапа: сначала идеализированные модели, а затем учтем отклонения от этих моделей, приводящие к ошибкам при работе цифровых систем ФАП. Влияние двоичной информации учтено лишь в последнем разделе данного параграфа.

8.2.1. АЦП внутри петли системы ФАП

Квантование в ЦФД разности фаз $\Phi_{\text{вх}} - \Phi_{\text{вых}}$. В этом случае фаза выходного сигнала вычитается из фазы входной смеси $\theta(t) = \Phi_{\text{вх}}(t) - \Phi_{\text{вых}}(t)$ и образуется выходная величина ЦФД z_d в соответствии с его характеристикой $\Psi(\theta)$, которую будем называть исходной (исходная и дискриминационная характеристики совпадают в отсутствие шума). При этом дискретность z_d по уровню обеспечивается за счет ступенчатости характеристики $\Psi(\theta)$. О влиянии квантования на ДХ можно судить, сравнивая свойства дискриминаторов в двух крайних случаях: при бинарном квантовании (релейная характеристика ЦФД) и квантовании с бесконечно большим числом уровней. В последнем случае будем рассматривать синусоидальную, треугольную и пилообразную характеристики ЦФД. Для краткости введем следующие обозначения ЦФД: ЦФД-С — с синусоидальной, ЦФД-Т — с треугольной, ЦФД-П — с пилообразной, ЦФД-Р — с релейной характеристиками.

Дискриминационные характеристики ЦФД вычисляются по следующей формуле:

$$a(\varphi) = \int_{-\pi}^{+\pi} \Psi(\varphi + \varphi_{\text{ш}}) w_1(\varphi_{\text{ш}}) d\varphi_{\text{ш}}, \quad (8.1)$$

где $\varphi_{\text{ш}} = \theta - \varphi = \varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{с}}$ — флуктуационное отклонение фазы входной смеси от фазы чистого сигнала, $w_1(\varphi_{\text{ш}})$ — его одномерное распределение [37].

Вычисления по (8.1) приводят к следующим выражениям [63]:

$$a_{\text{с}}(\varphi) = 0,5s \sqrt{0,5\pi k_{\text{до}}} [\exp(-0,25s^2)] [I_0(0,25s^2) + I_1(0,25s^2)] \sin \varphi,$$

$$a_{\text{т}}(\varphi) = s \sqrt{\frac{2}{\pi}} k_{\text{до}} [\exp(-0,25s^2)] \times \\ \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n [I_n(0,25s^2) + I_{n+1}(0,25s^2)] \sin(2n+1)\varphi}{(2n+1)^2}, \quad (8.2)$$

$$\left. \begin{aligned} a_{\text{п}}(\varphi) &= k_{\text{до}} \{ \varphi - \pi [1 - P_{\varphi}(\pi - \varphi)] \} \text{ при } \varphi > 0, \\ a_{\text{п}}(\varphi) &= k_{\text{до}} \{ \varphi + \pi [1 + P_{\varphi}(\pi + \varphi)] \} \text{ при } \varphi < 0, \end{aligned} \right\} \quad (8.3)$$

$$a_{\text{р}}(\varphi) = 2\Phi(s \sin \varphi) - 1. \quad (8.4)$$

Здесь $k_{\text{до}}$ — наклон исходных спрямленных характеристик ЦФД, $P_{\varphi}(\cdot)$ — интегральный закон распределения фазы $\varphi_{\text{ш}}$ (см. [63], с. 85).

Рис. 8.2. Графики зависимости коэффициентов уменьшения крутизны ДХ от отношения сигнал-шум

Большой практический интерес представляет случай *малого отношения* сигнал-шум на входе (малого s). Считая $s \ll 1$ и используя приближенное выражение закона распределения фазы [37], с помощью (8.1) получаем:

$$a(\varphi) = k_d \sin \varphi, \quad (8.5)$$

где

$$k_d = 0,5 \sqrt{0,5\pi} B_1 s. \quad (8.6)$$

Для ЦФД-С, -Т, -П, -Р коэффициент B_1 равен соответственно k_{d0} ; $4k_{d0}/\pi$; $2k_{d0}$; $4/\pi$.

Выражение (8.5) позволяет делать следующий важный вывод: при малом входном отношении сигнал-шум ДХ всех ЦФД принимают одинаковый вид, а именно описываются синусоидальной функцией. Практически это справедливо при $s \leq 1$. Это обстоятельство существенно облегчает анализ цифровых систем ФАП, так как приводит структурную схему квазинепрерывного аналога (см. рис. 5.9) к схеме, хорошо изученной в теории непрерывных систем ФАП.

При работе системы ФАП в режиме малых ошибок ($\varphi \leq \pi/4$) ДХ аппроксимируются прямой линией:

$$a(\varphi) \approx k_d \varphi. \quad (8.7)$$

Уменьшение крутизны ДХ ЦФД-С, -Т, -П по сравнению с крутизной при $s = \infty$ удобно оценивать с помощью коэффициента

$$\xi = k_d / k_{d0}.$$

Для рассмотренных ДХ имеем [63]:

$$\xi_T(s) = 2\Phi(s) - 1, \quad (8.8)$$

$$\xi_{\Pi}(s) = 1 - \exp(-0,5s^2) + s\sqrt{2\pi}[1 - \Phi(s)], \quad (8.9)$$

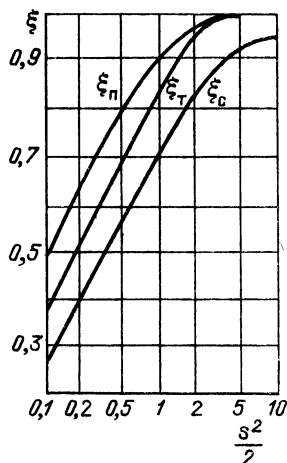
$$k_{d-P}(s) = s\sqrt{2/\pi}, \quad (8.10)$$

$$\xi_C(s) = 0,5s\sqrt{\pi/2}[\exp(-s^2/4)][I_0(s^2/4) + I_1(s^2/4)]. \quad (8.11)$$

Кривые, построенные по (8.8), (8.9), (8.11), приведены на рис. 8.2.

Рассмотрим теперь цифровые системы ФАП при *больших отношениях сигнал-шум*. Согласно формулам (8.8) — (8.11) и рис. 8.2, с увеличением s увеличивается крутизна ДХ, а следовательно, и расширяется эквивалентная полоса системы Δf_s . При этом для ЦФД-С, -Т, -П с увеличением s крутизна стремится к постоянной величине, равной крутизне соответствующей спрямленной исходной характеристики ($k_d \rightarrow k_{d0}$). Однако лежащее в основе этого вывода спрямление исходной характеристики допустимо лишь в случае, если среднеквадратическое значение входных фазовых флуктуаций в 2—3 раза больше длины ступеньки исходной характеристики: $\sigma_\theta > (2...3)\Delta\theta$.

С другой стороны, при $\Delta\theta \geq \sigma_\theta$ фаза θ не выходит за пределы размера двух-трех ступенек исходной характеристики. Чтобы в этом случае отсутствовала ошибка смещения из-за зоны нечувствительности (значение которой определяется $\Delta\theta$), исходная характеристика ЦФД должна пересекать ось абсцисс. Применительно к схемам ЦФД со счетными импульсами это требование удовлетворяется, если в периоде опорной частоты уместается нечетное число счетных импульсов, т. е. если $f_{сч}/F_{оп}$ — целое нечетное число. При этом в случае $\Delta\theta \geq (2...3)\sigma_\theta$ все ЦФД ведут себя как ЦФД-Р.



Квантование напряжения после аналогового детектора. Считая, что аналоговый детектор состоит из перемножителя входной смеси на опорный гармонический сигнал и ФНЧ, подавляющего гармоники опорной частоты, нетрудно убедиться, что при *многоуровневом* квантовании, когда ошибкой квантования можно пренебречь, ДХ $a(\varphi) = k^* U_c \sin \varphi$, где коэффициент k^* зависит от коэффициента передачи аналогового детектора и дискрета квантования в АЦП. Как и в случае с ЦФД-С, зависимость от φ здесь синусная, однако ДХ не зависит от дисперсии шума σ_u . При бинарном квантовании напряжения после аналогового детектора ДХ совпадает с ДХ ЦФД-Р.

Квантование мгновенных значений входной смеси. Форма ДХ при этом совпадает с формой ДХ в предыдущем случае. Так, при *многоуровневом* квантовании (с дискретом Δu), когда ошибкой квантования можно пренебречь, ДХ $a(\varphi) = \frac{U_c}{\Delta u} \sin \varphi$.

При бинарном квантовании ДХ по-прежнему совпадает с ДХ ЦФД-Р.

8.2.2. АЦП до петли системы ФАП

Квантование мгновенных значений входной смеси. В рассматриваемом случае цифровой дискриминатор перемножает отсчеты входной смеси и выходного сигнала: $z_d[r] = z_{вх}[r] z_{вых}[r]$, где $z_{вых}[r] = Z_{вых} \sin[\Phi_{вых}(t_r)]$; $Z_{вых}$ — амплитуда выходного сигнала.

Анализ показывает [63], что математическое ожидание на выходе такого дискриминатора даже в случае $s \ll 1$ содержит не только полезный сигнал, зависящий лишь от фазовой ошибки слежения φ , но и дополнительное слагаемое, зависящее как от φ , так и от начальной фазы φ_{c0} входного сигнала $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_{c0})$. Дополнительное слагаемое можно интерпретировать как эквивалентную синусоидальную помеху на выходе дискриминатора с некоторой частотой Ω_s :

$$u_s(t) = \frac{sZ_{вых}}{\sqrt{2\pi}} \sin(\Omega_s t - \varphi + 2\varphi_{c0}).$$

Эквивалентная схема рассматриваемого цифрового дискриминатора в рамках квазинепрерывного метода приведена на рис. 8.3. В этой схеме ДХ

$$a(\varphi) = -\frac{sZ_{вых}}{\sqrt{2\pi}} \sin \varphi. \quad (8.12)$$

Согласно этим выражениям амплитуда эквивалентной помехи равна размаху ДХ. Поэтому при попадании частоты помехи в эквивалентную полосу квазинепрерывной модели цифровой системы ФАП влияние помехи будет значительным, вплоть до полного нарушения нормальной работы системы. При выполнении условия

$$|2\omega_c - \pi i f_d| \gg 2\pi \Delta f_s \quad (8.13)$$

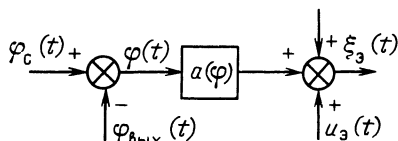
(где $i=0, 1, 2, \dots$) частота эквивалентной помехи не попадает в полосу пропускания квазинепрерывной модели и ее влиянием можно пренебречь. Эти выводы справедливы при квантовании мгновенных значений входной смеси на произвольное число уровней.

Таким образом, в системе ФАП при квантовании мгновенных значений входной смеси существуют некоторые участки «запретных» частот, что является определенным недостатком этой системы.

Аналогичный анализ системы ФАП при бинарном квантовании квадратурных составляющих показывает, что выражение (8.12) следует умножить на (-2) . При этом не требуется выполнения условия (8.13), так как второе слагаемое в выражении $z_d[r]$ отсутствует. Следовательно, участков «запретных» частот при квадратурной обработке (как и при фазовой) не существует.

Фазовая обработка. При фазовой обработке ДХ для произвольного числа уровней квантования фазы $N_\varphi \geq 3$, но при малом входном отношении сигнал-шум $s = U_c/\sigma_u \ll 1$ имеет вид [63]:

Рис. 8.3. Квазинепрерывная модель дискриминатора ФАП при квантовании $u_{\text{вх}}(t)$ до петли системы



$$a(\varphi) = \frac{sN_{\Phi} \sin(\pi/N_{\Phi})}{2\sqrt{2}\pi} \sin \varphi. \quad (8.14)$$

Та же ДХ при $q=2$ [63]:

$$a(\varphi) = s \sin \varphi_{c0} [\cos(\varphi_{c0} - \varphi)] / \sqrt{2\pi}. \quad (8.15)$$

В отличие от ДХ при $N_{\Phi} \geq 3$, (8.15) зависит не только от ошибки слежения φ , но и непосредственно от начальной фазы входного сигнала φ_{c0} . В частности, при $\varphi_{c0} = 0$ или π ДХ обращается в нуль при любом значении φ . Следовательно, схема ФАП при $N_{\Phi} = 2$ неработоспособна: минимальное число уровней квантования фазы до петли системы ФАП $N_{\Phi} = 3$. Зато бинарное квантование разности фаз внутри петли системы ФАП не только возможно, но и наиболее широко используется на практике.

Еще одно существенное отличие свойств систем ФАП с АЦП до и внутри петли проявляется при увеличении входного отношения сигнал-шум и малом числе уровней квантования. Согласно (8.12) и (8.14) при малом входном отношении сигнал-шум ДХ систем ФАП с АЦП до петли подобны ДХ систем ФАП с АЦП внутри петли. В частности, при отмеченных условиях не возникают ошибки смещения. Однако такое подобие исчезает при увеличении входного отношения сигнал-шум, если число уровней квантования невелико. Покажем это на примере фазовой обработки при отсутствии шума. Положим, что частота сигнала ω_c совпадает с частотой ω_0 (в этом случае может быть максимальная ошибка смещения). При этом $\varphi_{\text{вх}} = \varphi_c = \text{const}$ и $\varphi_k = \text{const}$ может отличаться от φ_c на величину $\Delta\varphi_0 \leq \pi/N_{\Phi}$. В стационарном режиме фаза выходного сигнала $\varphi_{\text{вых}}$ подстроится под фазу φ_k , что приведет к ошибке смещения $\Delta\varphi_0$. При $N_{\Phi} = 4$ эта ошибка может достигать 45° . Аналогично возрастают ошибки смещения и при малоуровневом квантовании входной смеси или квадратурных компонент.

Итак, системы ФАП при квантовании до петли системы на малое число уровней характеризуются одним отрицательным свойством: при увеличении входного отношения сигнал-шум ошибка в них при некоторых неблагоприятных ситуациях не только не уменьшается, как это происходит при квантовании внутри петли системы, но и существенно возрастает (из-за роста ошибки смещения). Чтобы этого не произошло, можно поддерживать на входе АЦП, стоящего до петли системы, некоторый уровень шума. Выясним, каким должен быть этот уровень, чтобы свести ошибку смещения к допустимой. Для этого рассмотрим систему ФАП при бинарном квантовании квадратурных компонент в наиболее неблагоприятном случае, когда $\omega_c = \omega_0$, т. е. при $\varphi_c = \text{const}$. При относительно небольших $s \leq 1$ максимальное значение ошибки смещения [63]

$$\Delta\varphi_0 \approx \sin \Delta\varphi_0 = s^2 / 24(1 - s^2/8). \quad (8.16)$$

Так, например, при $s = 1$ имеем $\Delta\varphi_0 = 2,7^\circ$. Такая же максимальная ошибка смещения будет при фазовой обработке, если $N_{\Phi} = 4$.

Итак, при $s \leq 1$ максимально возможная ошибка смещения в системах ФАП с АЦП до петли невелика. Если для поддержания $s \approx 1$ придется подавать шум на вход системы, то это приведет к добавочной флуктуационной ошибке. Однако если система ФАП достаточно узкополосна, то эта флуктуационная ошибка весьма мала и во многих практических задачах вполне допустима.

От ошибки смещения можно также избавиться при любом отношении сигнал-шум переходом к большому числу уровней квантования или к рандомизированному квантованию.

8.2.3. Влияние неидеальности ЦФД на ДХ

Различие в принципах построения ЦФД приводит в общем случае к отличию их свойств. Однако в одном частном случае — при идеальном ограничении с нулевым уровнем ограничения очень узкополосной входной смеси — свойства ЦФД первого и второго типов (см. п. 8.1.2) совпадают при совпадении их исходных характеристик $\Psi(0)$. Именно для этого случая на основе известного закона распределения фазы входной смеси рассчитаны ДХ (см. п. 8.1.2). Между тем на практике представляют интерес и такие процессы, ширина энергетического спектра которых соизмерима с частотой настройки фильтра ω_f и частотой сигнала ω_c . Важно также знать, как изменяется ДХ, если смещается уровень ограничения.

Поставленные задачи уже не могут быть полностью решены с помощью статистических характеристик фазы входной смеси; необходимо привлекать более полные характеристики входной смеси.

Напомним, что при расчете ДХ частоту опорного колебания ω_0 принимают равной частоте сигнала ω_c и $\varphi = \varphi_c - \varphi_{\text{вых}} = \text{const}$.

ЦФД первого типа. В случае нулевого уровня ограничения ($u_0 = 0$) точные выражения для ДХ ЦФД первого типа совпадают с соответствующими выражениями (8.2) — (8.4) для идеализированных ЦФД. Следовательно, при $u_0 = 0$ отказ от условия узкополосности входной смеси не приводит к искажениям их ДХ.

Влияние ненулевого уровня ограничения ($u_0 \neq 0$) рассмотрим в двух крайних случаях: в отсутствие шума ($s = \infty$) и при слабом сигнале ($s < 1$).

Для ЦФД-С, -Т при $s = \infty$ ДХ могут быть выражены через соответствующие исходные характеристики:

$$a_1(\varphi, u_0) = 0,5 [\Psi(\varphi - \varphi_0) + \Psi(\varphi + \varphi_0)], \quad (8.17)$$

где $\varphi_0 = \arcsin(u_0/U_c)$.

Для ЦФД-Р при $s = \infty$ нетрудно получить

$$a_{1p}(\varphi, u_0) = \text{sgn}(U_c \sin \varphi - u_0). \quad (8.18)$$

Анализ [63] показал, что при $s < 1$, $s_0 = u_0/\sigma_u < 1$ форма ДХ ЦФД-С остается синусоидальной, однако ее размах уменьшается, что приводит к росту динамических ошибок следящих систем. При $s_0 \ll 1$ этот вредный эффект весьма мал. При $u_0 \neq 0$ у ЦФД-Т изменяется как форма, так и размах ДХ, однако при $s_0 \ll 1$ эти изменения невелики и их вредный эффект приблизительно тот же, что и в случае ЦФД-С.

Наиболее заметно влияние ненулевого уровня ограничения на ДХ ЦФД-Р. При $u_0 \neq 0$ ДХ смещается по вертикали, что приводит к смещению ее нулей, а следовательно, и к ошибке смещения системы ФАП. При $u_0 > U_c$ смещение ДХ больше ее размаха и в системе ФАП вообще невозможен стационарный режим.

Для устранения этого недостатка бинарное квантование входной смеси можно проводить не 1 раз за период, как это делается в рассмотренном ЦФД-Р, а 2 раза. Дополнительное бинарное квантование следует проводить в моменты t''_r , сдвинутые относительно первоначальных моментов квантования t_r на полпериода, и из результатов квантования в моменты t_r вычитать результаты квантования в моменты t''_r .

ЦФД второго типа. Анализ [63] показал, что хотя неузкополосность шума и несимметричность расположения его спектра относительно частоты сигнала и влияют на ДХ ЦФД-П, однако при $u_0 = 0$ нули ДХ не смещаются и за счет этого ошибка смещения не появляется.

Влияние ненулевого уровня ограничения ($u_0 \neq 0$) рассмотрим для двух крайних случаев: $s = \infty$ и $s < 1$.

Как следует из принципа работы ЦФД второго типа, $u_0 \neq 0$ приводит при $s = \infty$ к параллельному сдвигу ДХ вправо на величину $\Delta\varphi_0 = \arcsin u_0/U_c$, т. е.

$$a_1(\varphi, u_0) = \Psi(\varphi - \Delta\varphi_0). \quad (8.19)$$

При наличии шума во всех ЦФД второго типа из-за $u_0 \neq 0$ также смещаются нули ДХ, это смещение при слабом сигнале зависит от среднеквадратической

частоты входного шума ω_1 [37]. Смещение $\Delta\varphi_0 \ll 2\pi$ можно найти по приближенной формуле [63]:

$$\Delta\varphi_0 \approx -s_0 \sqrt{2} \omega_1 / \omega_c \sqrt{\pi}. \quad (8.20)$$

Наличие смещения нулей ДХ является существенным недостатком ЦФД второго типа. Исключить этот недостаток можно, используя пересечения входной смесью уровня u_0 не только с положительной, но и с отрицательной производной. В моменты пересечений с отрицательной производной необходимо формировать числа, характеризующие измеряемый сдвиг фаз, и затем вычитать эти числа из чисел, формируемых в моменты пересечений с положительной производной.

Нетрудно убедиться, что в отсутствие шума ДХ $a_{\text{нм}}(\varphi)$ подобных модифицированных ЦФД выражаются через свои исходные характеристики с помощью формулы (8.17), как и ДХ первого типа. ДХ модифицированных ЦФД-С, -Т и -Р второго типа не имеют смещения нулей. Правда, ДХ модифицированного ЦФД-Р в отсутствие шума имеет мертвую зону, что, как уже говорилось, является определенным недостатком. Однако наилучшие характеристики имеет ЦФД-П. В отсутствие шума в ДХ модифицированного ЦФД-П появляется дополнительный участок с положительным наклоном, что может привести к ложному захвату в следующей системе. При слабом сигнале не удается избежать смещения ДХ ЦФД-П из-за $u_0 \neq 0$.

Отметим еще два недостатка ЦФД второго типа, не присущие ЦФД первого типа. Дело в том, что за фиксированный отрезок времени в ЦФД первого типа формируется вполне определенное число цифровых отсчетов, причем каждый отсчет появляется в фиксированный, заранее известный момент. В ЦФД второго типа как число отсчетов за определенный промежуток времени, так и моменты появления отсчетов случайны. Первое обстоятельство, по-видимому, не приводит к заметному ухудшению характеристик цифровой обработки, второе же создает технические неудобства.

8.2.4. Ошибки смещения при расположении АЦП до петли системы ФАП

Рассмотрим две цифровые системы ФАП: квадратурную и фазовую. При использовании гармонических функций при квадратурной обработке (в качестве опорных колебаний) и при фазовой обработке (для нелинейного преобразования разности фаз) статистические характеристики дискриминаторов обеих систем совпадают в двух случаях. В первом случае в системе квадратурной обработки после полосового фильтра включен жесткий ограничитель, а дискрет квантования в обеих системах бесконечно малый. Во втором случае в системе квадратурной обработки используется бинарное квантование квадратурных компонент, а в фазовой системе фаза квантуется на четыре эквидистантных уровня. В этих случаях при малом входном отношении сигнал-шум ДХ синусоидальна, а ошибка смещения отсутствует (смещением уровня ограничения здесь будем пренебрегать).

Положение меняется при аппроксимации гармонических функций какими-либо другими функциями, например, линейно-ломаными. При этом параметры систем квадратурной и фазовой обработки не эквивалентны, причем в некоторых случаях возникает ошибка смещения даже при $s \ll 1$. Эта ошибка наиболее заметно может проявиться при $\omega_c = \omega_0$ и некоторых неблагоприятных $\varphi_c = \text{const}$.

Для простоты ограничимся рассмотрением случая $\omega_c = \omega_0$ при $s \ll 1$. Прежде всего отметим, что при бесконечно малом дискрете квантования свойства дискриминаторов систем фазовой обработки при расположении внутри и вне петли АЦП совпадают: в обоих дискриминаторах при одинаковых $\varphi_{\text{вх}}[r]$ будут одинаковые $z_d[r]$, если совпадают функции $\gamma(\cdot)$ и $\Psi(\cdot)$ (см. § 5.2). Поэтому ошибки смещения не будет при любой характеристике $\gamma(\theta_k^*)$, если $\gamma(\theta_k^* = 0) = 0$.

По-иному меняются свойства дискриминаторов вследствие отличия формы опорных колебаний от идеальной (гармонической) при квадратурной обработке. Считаем, что в качестве опорного используется комплексное выходное колебание $\dot{z}_{\text{вых}} = z_{\text{вых}} e^{-jz_{\text{вых}} S}$. При треугольной аппроксимации гармонических функций ошибка смещения

$$\Delta\varphi_0 = \alpha_0 - \arctg(4\alpha_0/\pi), \quad (8.21)$$

где $\alpha_0 = \Phi_{\text{вых}} - \pi/4$.

Выражение (8.21) справедливо для первой четверти изменения угла $\Phi_{\text{вых}}$, т. е. для $0 \leq \Phi_{\text{вых}} \leq 0,5\pi$, однако по уровню ошибки смещения другие четверти эквивалентны первой. Анализ выражения (8.21) показывает, что ошибка смещения $\Delta\varphi_0$ достигает экстремальных значений $\Delta\varphi_{0\text{ макс}} = \pm 0,071$ рад ($\pm 4^\circ$) при $\alpha_0 = \pm 0,411$ ($\varphi_0 = 0,374$ и $1,196$). Среднее значение $\Delta\varphi_0 = 0$ (при усреднении по всем α_0 или $\Phi_{\text{вых}}$). Поэтому при достаточной узкополосности системы ФАП ошибка смещения наблюдается лишь при целочисленном соотношении частоты цифровых опорных колебаний $\Omega/2\pi$ и частоты дискретизации f_d , т. е. при $2\pi f_d/\Omega = m/n$ (где m и n — целые несократимые числа), причем с ростом m и n фазовая ошибка, вообще говоря, уменьшается.

Формула (8.21) справедлива при произвольном числе уровней квантования квадратурных компонент, любом отношении сигнал-шум, при наличии и в отсутствие ограничителя. Это объясняется тем, что рассматриваемые ошибки в данном случае связаны лишь с неидеальностью формы цифровых опорных колебаний.

В системах же фазовой обработки ошибки смещения существенно зависят от числа уровней квантования фазы, в частности, как уже говорилось, они отсутствуют при бесконечно малом дискрете квантования. В то же время показано [63], что параметры системы квадратурной обработки с треугольной аппроксимацией цифровых опорных колебаний и бинарным квантованием квадратурных компонент аналогичны параметрам системы фазовой обработки с квантованием $\varphi_{\text{вх}}$ на четыре эквидистантных уровня и с треугольной аппроксимацией гармонической функции. При этом формула (8.21) остается в силе, если в ней α_0 заменить на $\Phi_{\text{вых}}$.

Для дальнейшего уменьшения ошибок смещения при квадратурной и фазовой обработках следует применить более сложную аппроксимацию гармонических функций, например табличный способ их задания. Оценим максимально возможную в этом случае ошибку квадратурной обработки ($\omega_c = \omega_0$; $\Omega = 0$).

Для уменьшения объема таблицы отсчеты опорных колебаний можно преобразовывать не все, а лишь n_Φ старших двоичных разрядов кода фазы. В худшем случае за счет этого возникает фазовая ошибка $\Delta\varphi_{01} = \pi/N_\Phi$, $N_\Phi = 2^{n_\Phi}$, равная половине дискрета преобразования по фазе. Вторая составляющая ошибки связана с ограниченной разрядностью чисел, представляющих отсчеты опорных колебаний. Если для представления этих чисел используются n_d двоичных разрядов, то наибольшая ошибка $\Delta\varphi_{02} = \sqrt{2}/N_d$, $N_d = 2^{n_d}$, причем в неблагоприятном случае общая методическая фазовая ошибка $\Delta\varphi_0 = \Delta\varphi_{01} + \Delta\varphi_{02}$.

8.2.5. Влияние двоичной информации

Приведем выражения ДХ $a(\varphi)$ и коэффициентов передачи k_d для различных алгоритмов дискриминаторов, используемых при обработке сигнала с подавленной несущей из-за инверсной модуляции сигнала двоичными символами информации [21]. При этом учтем влияние сдвига δT_n границ символов относительно границ накопления и кратность $n = T_c/T_n$. Обозначения δ , n и $K_\delta(n)$ здесь те же, что и в гл. 6. Характеристики здесь, как и в гл. 6 и 7, приводятся для непрерывного аналога; для перехода к характеристикам цифровых схем следует заменить εU_c на Z_1/T_c .

Алгоритм $z_d = XY$:

$$a(\varphi) = \varepsilon^2 P_c T_n^2 K_\delta(n) \sin 2\varphi; \quad (8.22)$$

$$k_d = 2\varepsilon^2 P_c T_n^2 K_\delta(n). \quad (8.23)$$

Алгоритм $z_d = X \operatorname{sgn} Y$:

$$a(\varphi) = \frac{\varepsilon U_c T_n}{n} \left\{ (2n-1) \Phi \left[\left(\frac{q}{\sqrt{n}} \right) \cos \varphi \right] + \right. \\ \left. + (1-2\delta) \Phi \left[\frac{q}{\sqrt{n}} (1-2\delta) \cos \varphi \right] + \delta - n \right\} \sin \varphi; \quad (8.24)$$

$$k_d = \frac{\varepsilon U_c T_n}{n} \left\{ (2n-1) \Phi\left(\frac{q}{\sqrt{n}}\right) + (1-2\delta) \Phi\left[\frac{q}{\sqrt{n}}(1-2\delta)\right] + \delta - n \right\}. \quad (8.25)$$

Алгоритмы $z_d = X/Y$ и $z_d = \arctg X/Y$:

$$k_d = 1.$$

Как и в гл. 6 и 7, здесь приводятся характеристики для непрерывного аналога; для перехода к характеристикам цифровых схем εU_c следует заменить на Z_1/T_d ; $\Pi = P_c/N_0$ — на Π/ε ; q — на q/ε .

8.3. ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Флуктуационная характеристика дискриминатора ФАП в отсутствие двоичной информации

$$N_d(0) = \kappa k_d^2 N_0 / P_c. \quad (8.26)$$

Здесь коэффициент энергетических потерь

$$\kappa = (2T_d P_c \sum_{i=-\infty}^{\infty} Bz_d[r]) / k_d^2 N_0, \quad (8.27)$$

где $Bz_d[r]$ — автокорреляционная функция выходного сигнала дискриминатора. Для идеального аналогового дискриминатора ФАП $\kappa = 1$.

Выражение (8.27) конкретизировано в [63] для различных типов ЦФД, там же приведены соответствующие расчетные формулы. Анализ этих формул показывает, что коэффициент потерь κ для ЦФД-Т менее чем на 2% превышает κ для ЦФД-С, при инженерных расчетах их можно приравнять. В то же время коэффициент потерь κ для ЦФД-П максимален по сравнению с остальными и заметно превышает κ для ЦФД-С. Так, например, для $g=0$ и $d \rightarrow 0$ для однополосного фильтра $\kappa \approx 1,06$ для ЦФД-С и $\kappa \approx 1,20$ для ЦФД-П; для прямоугольного фильтра, соответственно $\kappa \approx 1,16$ и $1,53$. Результаты численных расчетов κ для ЦФД-С приведены на рис. 8.4, а для прямоугольного фильтра, и на 8.4, б для простого (однополосного) фильтра. Коэффициент потерь κ для ЦФД-Р тот же, что и при бинарном квантовании квадратурных компонент (см. рис. 1.26). На рис. 8.4 κ дана в разах, а на рис. 1.26 — в децибелах.

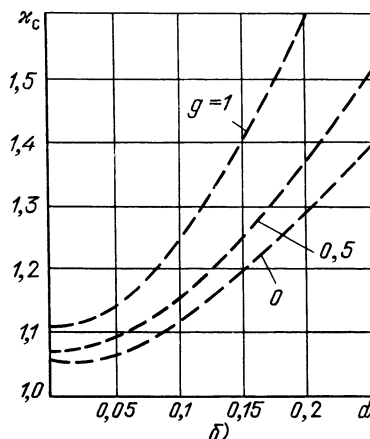
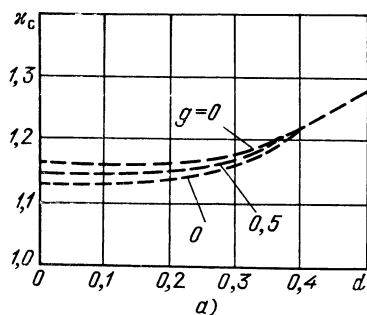


Рис. 8.4. Коэффициенты потерь κ_c в ЦФД-С для прямоугольного (а) и однополосного (б) предшествующего фильтра

При большом входном отношении сигнал-шум $s \gg 1$ коэффициент энергетических потерь ЦФД-С, -Т, -П $\chi \approx 1$. При этом в рассматриваемом приближении цифровая система ФАП имеет ту же помехоустойчивость что и оптимальная аналоговая непрерывная система ФАП. Однако этот вывод справедлив лишь тогда, когда длина ступеньки исходной характеристики $\Delta\theta$ мала по сравнению со среднеквадратическим значением фазовых флуктуаций σ_θ . В противоположном случае работа системы цифровой ФАП с квантованием разности фаз внутри петли соответствует области вблизи границы двух ступенек исходной характеристики, и поэтому все виды ЦФД ведут себя как ЦФД-Р (с релейной характеристикой). Предположим, что динамическая ошибка системы ФАП при этом мала, поэтому, вычисляя N_d , ею можно пренебречь. Поскольку в рассматриваемом случае и шумовая ошибка мала, то $\varphi \ll 1$ и зависимостью N_d от φ также можно пренебречь, т.е. можно ограничиться вычислением N_d при $\varphi=0$. Однако условие $\varphi=0$ для ЦФД-Р означает, что в момент появления опорного импульса напряжение сигнала на входе ЦФД проходит через ноль. Следовательно, условие $\varphi=0$ для ЦФД-Р равносильно условию $s=0$. Поэтому в рамках принятых допущений коэффициент энергетических потерь χ для ЦФД с релейной характеристикой, в отличие от χ для плавных характеристик, не зависит от входного отношения сигнал-шум.

Влияние двоичной информации рассмотрим на примере алгоритмов, используемых при аппаратно-программной реализации ЦРПС (см п. 1.3.1). Определим коэффициент энергетических потерь χ_Σ как отношение эквивалентных флуктуационных характеристик данного алгоритма при наличии информации и простейшего алгоритма $z_d = X$ в отсутствие информации (для этого последнего алгоритма $N_g = N_0/P_c$). Коэффициент χ_Σ учитывает как потери из-за наличия двоичной информации ($\delta T_n \neq 0$), так и нелинейные эффекты в дискриминаторе.

Выражения коэффициентов энергетических потерь χ_Σ для алгоритмов ФАП $z_g = XY$ и $z_g = X \operatorname{sgn} Y$ совпадают с выражениями χ_Σ соответственно для алгоритмов ССЗ $z_g = Y'Y$ и $z_g = Y' \operatorname{sgn} Y$, см. п. 6.3.2.

8.4. НЕЛИНЕЙНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ФАП

Линейный режим работы рассчитывается идентично для всех замкнутых систем (см. гл. 5), поэтому данный параграф посвящен лишь нелинейному режиму работы систем ФАП [63].

Рассмотрим два случая.

В первом случае нелинейный режим работы обусловлен большими ошибками по частоте и фазе при включении системы или непостоянством частоты входного сигнала. Если отношение сигнал-шум велико не только на выходе системы ФАП (в полосе Δf_s), но и на ее входе, то на свойства системы заметно влияет характеристика цифрового детектора $z_n(\varphi)$. Во втором случае нелинейный режим обусловлен недостаточным большим отношением сигнал-шум в полосе системы Δf_s . На практике стремятся избегать этот режим. Однако его рассмотрение полезно для выявления пороговых свойств системы ФАП. Во втором случае отношение сигнал-шум на входе системы мало, поэтому ДХ всех дискриминаторов радиосигнала становятся практически синусоидальными (см. § 8.2) и свойства цифровых систем ФАП идентичны при всех видах исходных характеристик $z_d(\varphi)$.

8.4.1. Большое отношение сигнал-шум

Постоянная частота входного сигнала. В квазинепрерывной модели системы ФАП с астатизмом первого порядка полосы захвата Ω_z и удержания Ω_y и коэффициент разомкнутого контура k_Σ равны друг другу.

Установившаяся динамическая ошибка при синусоидальной ДХ

$$\varphi_{\text{уст}} = \arcsin(\Omega_n/k_\Sigma), \quad (8.28)$$

где Ω_n — начальная расстройка, равная разности между частотой сигнала и серединой полосы удержания системы

В квазинепрерывной модели системы ФАП с астатизмом второго порядка полосы удержания и захвата ограничены лишь пределами перестройки частоты

цифрового синтезатора. Однако при увеличении начальной расстройки Ω_n резко увеличивается время установления $t_{уст}$, необходимое для вхождения в синхронизм. В случае синусоидальной ДХ и $\Omega_n \gg 2\pi\Delta f_s$,

$$t_{уст} \approx T_n \Omega_n^2 / k_\Sigma^2. \quad (8.29)$$

Время установления для треугольной и пилообразной ДХ (при $s \gg 1$, $\Omega_n \gg 2\pi\Delta f_s$) определяется соответственно как:

$$t_{уст} \approx 6 T_n \Omega_n^2 / \pi^2 k_\Sigma^2, \quad (8.30)$$

$$t_{уст} \approx 3 T_n \Omega_n^2 / 2\pi^2 k_\Sigma^2. \quad (8.31)$$

Сравнение формул (8.29) — (8.31) показывает, что переход от синусоидальной характеристики к треугольной сокращает время захвата приблизительно в 1,6 раза, а от треугольной к пилообразной — еще в 4 раза.

Линейно изменяющаяся частота входного сигнала. При синусоидальной ДХ устойчивое сопровождение такой частоты системой с астатизмом второго порядка возможно лишь в случае, если $\varphi_c'(t) < k_\Sigma / T_n$. Поэтому величину k_Σ / T_n можно назвать полосой удержания по скорости изменения частоты $\omega_c' = \varphi_c'$. Надежный захват в рассматриваемой системе произойдет при $\omega_c' < 0.5k_\Sigma / T_n$. В связи с этим величину $0.5k_\Sigma / T_n$ можно назвать полосой захвата по скорости изменения частоты. При $0.5k_\Sigma / T_n < \omega_c' < k_\Sigma / T_n$ захват может либо произойти, либо не произойти в зависимости от случайных начальных условий.

Аналогично поведение рассматриваемой системы и в режиме поиска, когда входная частота постоянна, но выходная принудительно изменяется со скоростью R_n рад/с², например, путем подачи постоянного сигнала на вход интегратора с постоянной времени T_n . Для надежного захвата необходимо, чтобы

$$R_n \leq \frac{1}{2} k_\Sigma / T_n. \quad (8.32)$$

После осуществления захвата внешнее воздействие необходимо отключить.

Исследования показывают, что, вводя астатизм третьего порядка, можно увеличивать полосу удержания по скорости изменения частоты (по сравнению с полосой при астатизме второго порядка) приблизительно на 30...100%. Однако в режиме захвата параметры системы с астатизмом третьего порядка хуже, чем с астатизмом второго порядка. Поэтому при поиске интегратор с постоянной времени T_{n2} желательно отключать.

8.4.2. Произвольное отношение сигнал-шум

Система ФАП с астатизмом первого порядка. Строгие аналитические выражения для характеристик систем ФАП при воздействии шума большого уровня получены лишь для системы с астатизмом первого порядка. В частности, если начальная расстройка $\Omega_n = 0$, относительно просто определяются дисперсия фазовой ошибки

$$\sigma_\varphi^2 = \pi^2 / 3 + 4 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \frac{I_n(\alpha)}{i^2 I_0(\alpha)} \quad (8.33)$$

и относительная частота перескоков фазы (частота фазовых переходов через уровень $\pm 2\pi$, отнесенная к эквивалентной полосе Δf_s)

$$M_n = k_\Sigma / 2\pi^2 \alpha I_0^2(\alpha). \quad (8.34)$$

Здесь

$$\alpha = P_c / k N_0 \Delta f_s \quad (8.35)$$

— отношение сигнал-шум по мощности в эквивалентной полосе ФАП.

При $\Omega_n \neq 0$ формулы для математического ожидания и среднеквадратического значения фазовой ошибки в системе ФАП с астатизмом первого порядка громоздки. Результаты статистического моделирования систем ФАП с релейной и синусоидальной характеристиками ЦФД приведены в [63]. Прежде чем перейти

к обсуждению этих результатов, определим полосу удержания Ω_y системы ФАП с релейной характеристикой ЦФД в отсутствие шума, для чего достаточно найти отклонение частоты выходного сигнала при постоянном сигнале ошибки $z_d = 1$.

В случае релейной характеристики с увеличением s неограниченно увеличивается k_d , а следовательно, и k_Σ . Начиная с $s_{гр} = \sqrt{\pi/2}$, получаем $\Omega_y < k_\Sigma$. Так как полоса удержания системы ФАП из-за воздействия шума может лишь уменьшаться, то при $\varphi'_c \geq \Omega_y$ в системе ФАП с астатизмом первого порядка заведомо произойдет срыв синхронизма. При приближении φ'_c к Ω_y свойства систем ФАП с релейной и синусоидальной характеристиками ЦФД становятся существенно различными. Однако если $\varphi'_c < \Omega_y$ хотя бы на 10...20%, то поведение обеих систем ФАП практически одинаково.

В цифровых системах ФАП, как и в аналоговых, с увеличением начальной расстройки увеличивается как динамическая ошибка $\varphi_{уст}$, так и флуктуационная σ_φ , вначале медленно, а затем довольно резко.

Система ФАП с астатизмом второго порядка. Результаты статистического моделирования цифровой системы ФАП с астатизмом второго порядка также приведены в [63]. Их анализ показывает, что в области $\alpha < 3...5$ помехоустойчивость системы ФАП существенно зависит от параметра $k_\Sigma T_n$, характеризующего степень включения интегрирующей петли, и при $\alpha = \text{const}$ возрастает с увеличением $k_\Sigma T_n$. Подчеркнем сугубо нелинейный характер этого явления: при больших α , когда система работает в линейном режиме, дисперсия фазовых флуктуаций $\sigma_\varphi^2 = 1/\alpha$ и не зависит от $k_\Sigma T_n$ (при $\alpha = \text{const}$).

8.5. ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ФАП

8.5.1. Исходные данные

Необходимо спроектировать систему ФАП для синхронизации несущей и выделения поднесущих сигнала КИМ-ЧМ_n-ФМ. Этот сигнал образован с помощью фазовой модуляции на $\pm 60^\circ$ гармонического несущего колебания. Модуляция осуществляется двумя поднесущими, с помощью которых передается информация. Поднесущие с выхода системы ФАП должны поступать в аналоговом виде. Для расчета заданы следующие исходные данные: частота сигнала на входе системы ФАП 6 МГц; значение частот поднесущих $f_{n1} = 100$ кГц, $f_{n2} = 150$ кГц; минимальный энергетический потенциал $P_{\text{мин}} = 10\,000$ Гц; максимальная скорость изменения частоты входного сигнала $f'_c = 1$ кГц/с; диапазон изменения частоты входного сигнала $\delta f_c = 30$ кГц; флуктуационная ошибка слежения $\sigma_\varphi \leq 0.25$ рад; установившаяся динамическая ошибка слежения $\varphi_{уст} \leq 0,2$ рад; динамический диапазон изменения мощности входного сигнала — 40 дБ; частота эталонного генератора комплекса $f_{\Sigma} = 5$ МГц.

8.5.2. Выбор типа системы ФАП

В данном случае система ФАП, решая задачу слежения за несущей радиосигнала, одновременно осуществляет демодуляцию поднесущих, которые должны быть представлены в аналоговом виде. Поэтому дискриминатор системы ФАП должен быть аналоговым. Исходя из этого, выбираем систему ФАП с замыканием петли через аналоговый фазовый детектор, т. е. с АЦП внутри петли.

Наиболее простая схема ФАП получается при использовании бинарного АЦП. Однако при заданном динамическом диапазоне изменения мощности входного сигнала отношение сигнал-шум на входе АЦП может быть значительно больше единицы. При этом ДХ станет релейной. Так как несущее колебание промодулировано по фазе на $\pm 60^\circ$, релейная ДХ ФД приведет к появлению зоны нечувствительности в пределах $\pm 60^\circ$, что недопустимо. Чтобы избежать этого, применим рандомизированное бинарное квантование (см. рис. 1.11).

В проектируемой системе ФАП могут возникать значительные ошибки слежения, вызванные уходом «нуля» аналогового фазового детектора и АЦП (см. § 1.2). Для избавления от этого недостатка выходной сигнал ФАП, поступающий в качестве опорного на фазовый детектор, умножим на меандровое

колебание с частотой f_m , а затем на это же меандровое колебание умножим цифровой сигнал после АЦП. Усреднение полученного сигнала за период T_m приводит к компенсации паразитных постоянных.

8.5.3. Выбор полосы пропускания фильтра перед АЦП

Полоса пропускания ФНЧ, расположенного на выходе аналогового фазового детектора, должна быть достаточно широкой, чтобы без искажений пропустить поднесущие, и достаточно узкой, чтобы осуществить хорошее подавление второй гармоники входного сигнала. С этого фильтра снимают выделенные поднесущие для дальнейшей обработки. Можно поставить перед АЦП еще один фильтр с более узкой полосой пропускания, равной диапазону изменения частоты входного сигнала. Но при уменьшении $\Delta f_{0.7}$ увеличивается задержка сигнала в этом фильтре. Сигнал на выходе аналогового фазового детектора манипулирован по фазе меандровым колебанием с частотой f_m . Задержка в фильтре приводит к неполному снятию этой модуляции при перемножении сигнала после АЦП на меандр с частотой f_m , а следовательно, и к энергетическим потерям. Уменьшить эти потери можно, задерживая меандр с частотой f_m для перемножения после АЦП относительно меандра с частотой f_m , модулирующего входной сигнал, на величину задержки в фильтре. Однако добиться полной компенсации не удастся из-за нестабильности задержки фильтра. Поэтому в проектируемой системе используем один ФНЧ на выходе аналогового фазового детектора с полосой пропускания $\Delta f_{0.7} = 200$ кГц.

8.5.4. Выбор частот f_d и f_m и параметров рандомизации

Частота дискретизации f_d определяется полосой пропускания фильтра перед АЦП. Увеличение частоты дискретизации ведет к уменьшению энергетических потерь, но одновременно требует применения более быстродействующей элементной базы и увеличения объема аппаратуры. Исходя из вышесказанного, выбираем $f_d = f_{3T}/2 = 2,5$ МГц.

Частоту f_m выбирают, исходя из условия

$$\Delta f_{0.7} \gg f_m \gg \Delta f_s. \quad (8.36)$$

Несоблюдение этого условия может привести к следующим последствиям: 1. Если значение частоты f_m будет одного порядка с Δf_s или меньше ее, это может привести к повышенным фазовым флуктуациям системы ФАП с частотой f_m . Следует отметить, что с увеличением мощности входного сигнала в проектируемой системе происходит расширение Δf_s . Поэтому необходимо, чтобы данное условие выполнялось во всем диапазоне изменения мощности входного сигнала. 2. Если значение частоты f_m будет одного порядка с $\Delta f_{0.7}$, это приведет к значительным энергетическим потерям, связанным с неполной демодуляцией сигнала f_m после АЦП (см. п. 8.5.3). Кроме этих условий, во избежание увеличения флуктуационной ошибки ФАП, желательно, чтобы

$$f_m = f_{\text{ранд}}/2i, \quad (8.37)$$

где i — целое число, $f_{\text{ранд}}$ — частота повторения напряжения рандомизации. При этом в один полупериод частоты f_m укладывается целое число периодов напряжения рандомизации. Исходя из вышесказанного, ориентировочно выбираем $f_m \approx 10 \dots 30$ кГц, а точное значение определяем после выбора параметров рандомизации.

Выбор числа уровней напряжения рандомизации определяется заданными флуктуационной и динамической ошибками слежения. Если отношение сигнал-шум на входе АЦП больше единицы, то разность между двумя соседними уровнями напряжения рандомизации (шаг рандомизации Δe) определяет чувствительность бинарного АЦП к изменению амплитуды сигнала на его входе. В данной системе ФАП информация об ошибке слежения содержится в амплитуде сигнала на выходе аналогового фазового детектора. Следовательно, Δe определяет разрешающую способность дискриминатора проектируемой системы ФАП $\Delta \Psi_p \approx \pi/N_p$, где N_p — число уровней в напряжении рандомизации. Значение $\Delta \Psi_p$ должно быть значительно меньше заданных значений флуктуационной и динамической ошибок. Увеличение N_p целесообразно до некоторого предела, который

определяется чувствительностью компаратора, используемого в качестве АЦП, и уровнем собственных шумов приемника на его входе. Исходя из характеристик существующих компараторов, можно рекомендовать поддерживать амплитуды входного сигнала и рандомизации на входе АЦП, равными 1...1,5 В, а $\Delta e \geq 5$ мВ, при этом $N_p \leq 500$. Если уровень собственных шумов приемника на входе АЦП будет больше чем Δe , то ошибкой из-за конечного числа N_p можно пренебречь. Кроме вышесказанного, при выборе параметров рандомизации следует учесть выполиимость условия (8.36). В проектируемой системе в качестве источника напряжения рандомизации используем шестиразрядный ГПСЦ, к которому подключен ЦАП, т. е. $N_p = 63$, $\Delta \Psi_p \approx 2,9^\circ$. Учитывая условие (8.37), выберем $f_{\text{т. ранд}} = f_{\text{зт}}/2 = 2,5$ МГц. При этом $f_{\text{ранд}} = f_{\text{т. ранд}}/N_p = 39682,539$ Гц. Теперь угончим значение частоты $f_m = f_{\text{ранд}}/2 = 19841,269$ Гц. Соответствие выбранной частоты f_m условию (8.36) проверим после определения значения Δf_s .

8.5.5. Определение энергетических потерь

Для вычисления коэффициента энергетических потерь, определяемого рандомизированным бинарным квантованием, воспользуемся эмпирической формулой (1.13). В качестве фильтра, предшествующего АЦП, выберем одиночный контур с полосой $\Delta f_{0,7} = 200$ кГц. В данном случае $d = \Delta f_{0,7}/f_d = 0,08$. Задаваясь значением $e_m/\sigma_u = 1,4$, получаем $\chi_{p2} \approx 1,6$ дБ. Из-за неслучайного характера смещения $e[r]$ коэффициент потерь несколько уменьшится, однако с учетом дополнительных неучтенных источников потерь примем с некоторым запасом общий коэффициент энергетических потерь $\chi_0 = 2,8$ дБ.

8.5.6. Выбор порядка астатизма и эквивалентной шумовой полосы системы ФАП

Учитывая достаточно широкий диапазон перестройки частоты входного сигнала, малые допустимые флуктуационную и динамическую ошибки, будем проектировать систему ФАП с астатизмом второго порядка.

Определим максимальную эквивалентную полосу системы, обеспечивающую заданную флуктуационную ошибку при минимальном энергетическом потенциале:

$\Delta f_{s, \text{ макс}} = \sigma_\Phi^2/N_3 \chi_0$. Эквивалентная флуктуационная характеристика для данного типа дискриминатора, согласно (5.17), $N_3 = \Pi^{-1}$, откуда $\Delta f_{s, \text{ макс}} = 328,9$ кГц.

Определим минимальную эквивалентную полосу системы с астатизмом второго порядка, обеспечивающую заданную динамическую ошибку при максимальной скорости изменения частоты входного сигнала. Из (5.39) следует

$$\Delta f_{s, \text{ мин}} = \sqrt{\pi f'_{s, \text{ макс}}/2\varphi_{\text{уст}}} \approx 88,6 \text{ Гц}.$$

Выбираем для расчета $\Delta f_s = 200$ Гц.

8.5.7. Выбор способа управления выходным сигналом ЦСЧ

По способу управления выходным сигналом ЦСЧ цифровые замкнутые СФС (ФАП и ССЗ) можно разделить на два вида: с дискретным управлением фазой и с дискретным управлением частотой.

В системах с дискретным управлением частотой цифровой фильтр образует полный код частоты как сумму кодов по пропорциональной и интегрирующей петлям. Этот полный код и определяет частоту ЦСЧ. Подобные системы получили преимущественное распространение в аппаратно-программных ЦРПС (см. рис. 1.14...1.21). В системах с дискретным управлением фазой полный код частоты отсутствует. Код частоты образуется лишь в интегрирующей петле и затем преобразователем код—частота преобразуется в поток импульсов, который вместе с импульсами по пропорциональной петле поступает на дискретный фазовращатель. Цифровой фильтр и ЦСЧ здесь неразделимы и описаны в § 5.5 (см. рис. 5.8).

При аппаратной реализации линейных сглаживающих цепей система с дискретным управлением частотой часто оказывается громоздкой из-за применения

$\Delta F = 2$ Гц (аналогично выбору ΔF в п. 6.4.7), откуда $\Delta F_{\Pi} = n_{\Delta} \Delta F = 256$ Гц. С помощью (8.39) получим $n_1 \approx 1$.

В данной системе ФАП используем ЦСЧ с суммированием импульсных последовательностей. Аналогично описанному в п. 6.4.7 определим число синтезируемых в интегрирующей петле частот и емкость реверсивного счетчика РС2 по формуле: $n_2 = (f_{\text{оп}} + \delta f_c) / \Delta F = 50\,000$. Частоту $f_{\text{оп}}$ выбираем равной 70 000 Гц. Поскольку реверсивный счетчик РС2 обычно реализуется в виде двоичного счетчика, выбрав в качестве n_2 ближайшее большее число, равное $2^n: n_2 = 2^{16} = 65\,536$.

Для выбранных значений n_y и n_1 определим согласно (8.38, 5.31, 5.35):

$k_{\Sigma} = 436,7$ Гц; $T_{\Sigma} = 0,0039$ сек; $k_{\Sigma} T_{\Sigma} = 1,7$; $\Delta f_s = 173,4$ Гц.

Определим флуктуационную и динамическую ошибки слежения:

$$\sigma_{\phi} = \sqrt{\kappa N_s \Delta f_s} = 0,182 \text{ рад}, \quad \phi_{\text{уст}} = 2\pi T_{\Sigma} f_c' / k_{\Sigma} \approx 0,05 \text{ рад}.$$

Полученные значения σ_{ϕ} и $\phi_{\text{уст}}$ меньше заданных, следовательно, параметры системы ФАП выбраны правильно.

8.5.10. Аппаратная реализация

Бинарное квантование входного сигнала и применение системы с дискретным управлением фазой позволяют реализовывать все линейные сглаживающие цепи в виде простых реверсивных счетчиков. Достаточно просто реализуются также преобразователь кода в частоту и дискретный фазовращатель. В качестве преобразователя код-частота в проектируемой системе используем ЦСЧ с суммированием импульсных последовательностей (без счетчика-делителя на выходе).

При расчете системы ФАП считалось, что в качестве дискретного фазовращателя использованы последовательно включенные УДИ и счетчик-делитель. Однако в настоящее время существует целый ряд схем дискретных фазовращателей, которые можно применить в проектируемой системе ФАП и которые более просты в реализации, чем дискретные фазовращатели с УДИ. На рис. 8.6 представлены функциональные схемы двух таких дискретных фазовращателей.

Дискретный фазовращатель, изображенный на рис. 8.6, а, работает следующим образом. Сигнал с преобразователя код-частота подается на вход делителя на четыре. На выходе этого делителя формируются четыре одинаковых сигнала с частотой $f_{\text{ПКЧ}}/4$, сдвинутых по фазе относительно друг друга на $\pi/2$. Эти сигналы поступают на мультиплексор, где из четырех сигналов выбирается один в соответствии с кодом на адресном входе мультиплексора. Этот код снимается с реверсивного счетчика, на вход которого поступают импульсы, управляющие фазовращателем.

Сигналы на мультиплексор подаются таким образом, чтобы увеличение (уменьшение) на единицу числа в реверсивном счетчике приводило к появлению на выходе мультиплексора сигнала, сдвинутого по фазе на $\pi/2$ ($-\pi/2$) относительно сигнала на этом выходе в предшествующий момент.

Для того, чтобы избежать появления ложных импульсов, код управления мультиплексором и сигнал с его выхода необходимо «перепривязать» сигналом с выхода преобразователя код-частота с помощью D-триггеров.

Для уменьшения дискрета по фазе на выходе дискретного фазовращателя ставят делитель с коэффициентом деления $n_{\Delta}/4$, где n_{Δ} — коэффициент деления, выбранный в п. 8.5.9.

Дискретный фазовращатель, изображенный на рис. 8.6, б, работает следующим образом. Как и в предыдущей схеме, управляющие импульсы поступают на реверсивный счетчик, с выхода которого двухразрядный код поступает на схему сравнения. На другой вход схемы сравнения поступает текущий двухразрядный код с выхода счетчика, осуществляющего деление на 4 частоты выходного сигнала преобразователя код-частота. При равенстве этих кодов на выходе схемы сравнения появляется импульс. Частота следования этих импульсов равна $f_{\text{ПКЧ}}/4$.

При изменении на единицу младшего разряда кода реверсивного счетчика происходит сдвиг по фазе на $+\pi/2$ ($-\pi/2$) сигнала на выходе схемы сравнения. Для того чтобы избежать появления ложных импульсов, код, поступающий с ревер-

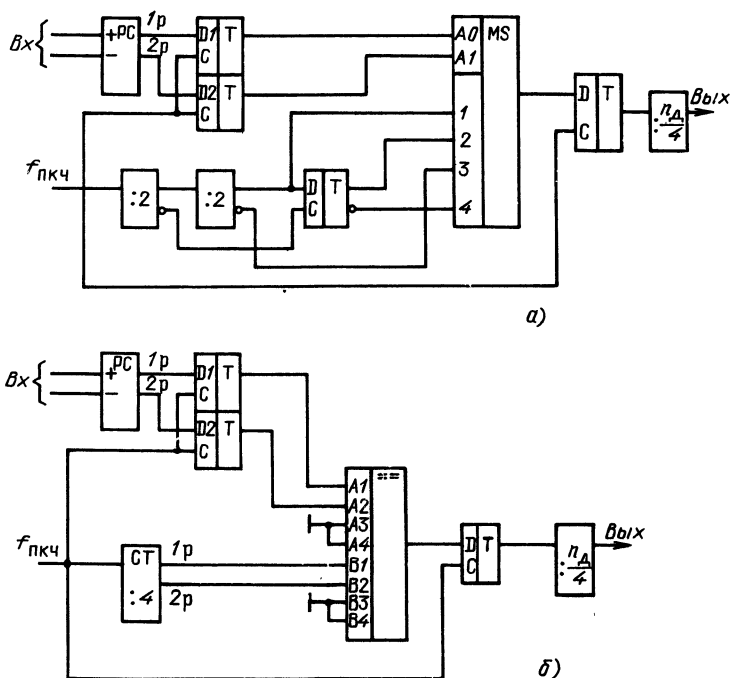


Рис. 8.6. Схемы дискретных фазовращателей

сивного счетчика, и сигнал на выходе схемы сравнения необходимо «перепривязать» сигналом с выхода преобразователя код-частота с помощью *D*-триггера.

Как и в предыдущей схеме, для уменьшения дискрета по фазе на выходе дискретного фазовращателя ставят делитель с коэффициентом деления $n_d/4$.

В описанных схемах дискретных фазовращателей в качестве реверсивных счетчиков можно использовать часть дискретного усредняющего устройства. В этом случае управление дискретным фазовращателем осуществляется не потоком импульсов, а двухразрядным кодом. Этот код снимается со старших разрядов реверсивного счетчика, используемого в качестве дискретного усредняющего устройства, и подается на адресные входы мультиплексора (схема рис. 8.6, *а*) или на схему сравнения (рис. 8.6, *б*).

9. ДЕМОДУЛЯТОРЫ И СИСТЕМЫ СИМВОЛЬНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

9.1. ЗАМКНУТЫЕ УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ ДВОИЧНЫХ СИМВОЛОВ ИНФОРМАЦИИ

Цифровая демодуляция двоичных символов информации при неизвестных границах символов обычно осуществляется вместе с символьной синхронизацией с помощью замкнутых цифровых СФС.

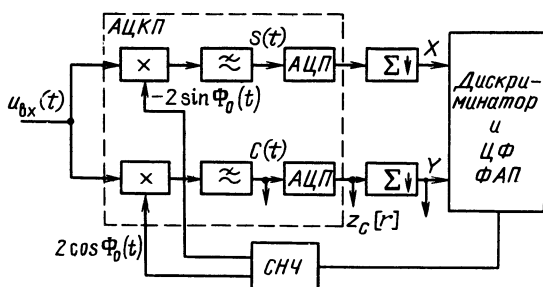


Рис. 9.1. Образование входных сигналов для систем синхронизации и демодуляции двоичных символов (ЦФ — цифровой фильтр)

В случае, когда случайные равновероятные двоичные символы информации передаются с помощью инверсной модуляции несущего колебания, в спектре модулированного сигнала отсутствует несущая и систему ФАП обычно строят двухканальной (рис.9.1). В одном из каналов (косинусном) происходит демодуляция сигнала — переход от радиосигнала к видеосигналу. Демодулированный видеосигнал является входным для рассматриваемых в данном параграфе устройств синхронизации и демодуляции двоичных символов информации. Этот сигнал может быть как аналоговым $S(t)$, так и цифровым $z_c[r]$ или $Y[R]$, в зависимости от того, до или после АЦП он снимается. Аналоговый сигнал дальше подвергается дискретизации и квантованию, однако объединение АЦП в рассматриваемых устройствах символьной синхронизации с АЦП в ФАП не всегда удобно, т.е. иногда имеет смысл использовать именно аналоговый сигнал, а не цифровой. Аналогичное замечание можно сделать относительно цифровых сигналов: сигнал $z_c[r]$ в устройствах символьной синхронизации подвергается усреднению, однако не всегда целесообразно это усреднение делать таким же, как при получении сигнала Y в системе ФАП.

Рассмотрим по отдельности случаи аналогового и цифрового входных сигналов.

9.1.1. Аналоговый входной сигнал

В типичной системе типа рис. 9.2 [63] входная смесь сигнала (двоичных символов) и шума с выхода ФНЧ поступает на ограничитель, дифференцирующий элемент, схему приведения импульсов к одному знаку, преобразователь временного интервала в код, дискретное усредняющее устройство, устройство добавления-исключения импульсов и цифровой фазовый детектор (ЦФД).

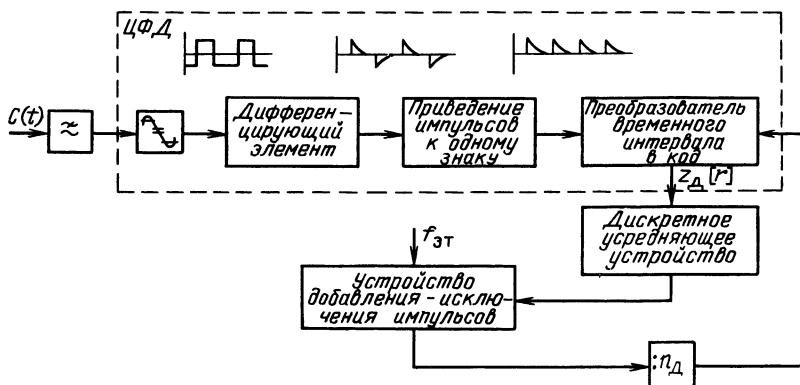


Рис. 9.2. Цифровая система синхронизации двоичных символов (ЦФД — цифровой фазовый детектор)

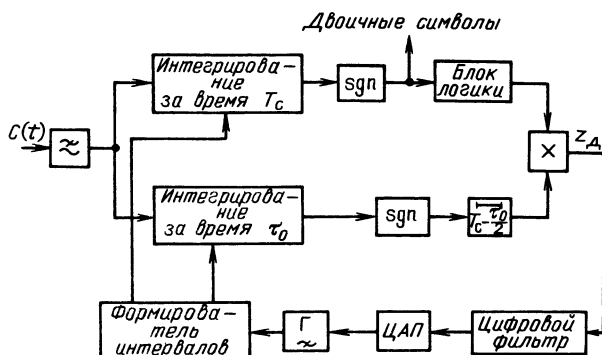


Рис. 9.3. Цифро-аналоговая система синхронизации и демодуляции двоичных символов (ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь)

интервала в код. Эти устройства в совокупности образуют цифровой фазовый детектор. Импульсы с его выхода поступают на дискретное усредняющее устройство, затем — на УДИ и делитель. Средняя частота импульсов на выходе делителя в режиме слежения равна символьной частоте, а фаза (в среднем) совпадает с фазой входного сигнала.

Схема осуществляет лишь синхронизацию, но не демодуляцию (выделение) двоичных символов — демодулятор делают отдельно. Остальные, рассмотренные ниже схемы осуществляют синхронизацию и демодуляцию совместно. Характеристики данной системы синхронизации близки к оптимальным при большом отношении сигнал-шум в полосе ФНЧ. В этом случае схема решает задачу символьной синхронизации наиболее просто. Если же отношение сигнал-шум $s \leq 1$ в полосе ФНЧ, то характеристики системы существенно ухудшаются. В этих случаях целесообразно применять квазиоптимальные системы с дискриминаторами, описанными в § 5.2.

Пример цифро-аналоговой системы подобного типа с бинарным квантованием напряжений после аналоговых интеграторов, входящих в состав дискриминатора, приведен на рис. 9.3. Дискриминатор имеет два канала. В одном из них интегрирование входной смеси происходит в течение интервала $t_0 \leq T_c$, середина которого в режиме слежения совпадает с границей символов. Значение напряжения на выходе этого интегратора зависит от фазового рассогласования в системе, а знак определяется знаком рассогласования.

В описываемой системе используют только знак напряжения на выходе нижнего интегратора. Блок логики вырабатывает сигнал $+1$, если после символа 0 следует 1, или -1 в противоположном случае, или 0, если соседние символы одинаковы (00 или 11). Нетрудно заметить, что такой же сигнал образуется на выходе разностного звена в системе со схемой на рис. 5.4, если функцию $\text{th}(\cdot)$ заменить на $\text{sgn}(\cdot)$. Сигнал с выхода блока логики вместе с задержанным на время $T_c - 0,5t_0$ знаком нижнего интегратора используют для выработки сигнала ошибки дискриминатора $z_d[r]$. В данной системе $z_d[r]$ принимает одно из трех значений: 0 (отсутствие импульса), $+1$ (импульс на сложение), -1 (импульс на вычитание). Эти импульсы поступают на реверсивный счетчик, входящий в цифровой фильтр. Код с выхода цифрового фильтра, преобразуемый в напряжение с помощью ЦАП, управляет аналоговым генератором. На выходе последнего включено устройство, формирующее временные интервалы длительностью T_c и t_0 для управления интеграторами дискриминатора.

Если временная ошибка синхронизации меньше длительности фронта и среза видеосигнала t_{ϕ} , то вместо интегрирования входной смеси в течение t_0 можно брать мгновенный отчет входной смеси в момент появления импульса на выходе

Распределение входных чисел по каналам производят цифровым стробом, состоящим из m чисел, вырабатываемых формирователем строба. Положение строба определяет ЦСЧ, управляемый цифровым фильтром. На вход цифрового фильтра поступает сигнал ошибки дискриминатора $z_d[k]$, который вырабатывают один раз за длительность символа T_c , т. е. значительно реже, чем входные отсчеты $z_c[r]$. Сигнал ошибки $z_d[k]$ образуют умножением многозарядного числа, накопленного за длительность предшествующего символа в канале синхронизации, на трехзначное число $z_d[k]$, вырабатываемое блоком логики.

9.1.3. Характеристики дискриминаторов при линейно-ломаной аппроксимации формы сигнала на входе АЦП и бинарном квантовании

Схема рис. 9.2. На передающем конце радиолинии видеосигнал, представляющий двоичные символы, можно считать прямоугольным. Однако из-за ограниченной полосы ЦРПС от антенны до ограничителя происходит завал фронтов и срезов импульсов в сигнале $C(t)$. Примем часто используемую линейно-ломаную аппроксимацию формы сигнала $C(t)$ на входе ограничителя с длительностью фронта $\tau_\phi = 1/2\Delta f_\phi$, где Δf_ϕ — полоса предшествующего ФНЧ с прямоугольной частотной характеристикой. Рассматриваемая схема обычно применяется, когда $s \gg 1$, и поэтому закон распределения флуктуаций фронта и среза импульсов сигнала $C(t)$ практически нормален с дисперсией $\sigma_{\Psi_{\text{вх}}}^2$. В этом случае ДХ выражается формулой

$$a(\Psi) = \Phi(\Psi/\sigma_{\Psi_{\text{вх}}}) - 0,5. \quad (9.1)$$

Здесь $\Psi = 2\pi\tau/T_c$ — фазовая ошибка системы символьной синхронизации.

Эта характеристика хорошо аппроксимируется линейно-ломаной линией (рис. 9.6) с наклоном линейной части

$$k_{\text{д}\Psi} = U_c T_c \sqrt{2\Delta f_\phi} / \pi \sqrt{\pi N_0} \quad (9.2)$$

и с горизонтальным участком $a_0 = 0,5$.

Вычисление флуктуационной характеристики при синхронизации видеосигнала во многих случаях существенно упрощается благодаря некоррелированности отсчетов $z_d[r]$. В частности, в рассматриваемом случае отсчеты $z_d[r]$ не коррелированы при $T_c \gg 1/2\Delta f_\phi$. При этом

$$N_{\Psi\Psi} = \pi^3 N_0 / 2 U_c^2 T_c \Delta f_\phi. \quad (9.3)$$

Схема рис. 9.4. Здесь

$$a(\Psi) = \Phi(u_{c,\kappa}/\sigma_u) - 0,5, \quad (9.4)$$

где $u_{c,\kappa} = C_c(t_r)$ — значение сигнала в момент дискретизации.

В наиболее интересном для данной схемы случае $s \leq 1$ имеем $N_{\Psi\Psi} \approx T_c$. При этом ДХ имеет вид линейно-ломаной линии (см. рис. 9.6), причем $a_0 = s/\sqrt{2\pi}$, а для $k_{\text{д}\Psi}$ и $N_{\Psi\Psi}$ остаются справедливыми формулы (9.2) и (9.3). Подчеркнем, однако, что схема рис. 9.2 пригодна при $s \gg 1$, тогда как схема рис. 9.4 (так же как схема рис. 9.3) пригодна при произвольных s .

Схема рис. 9.3. В случае $s \leq 1$ для $k_{\text{д}\Psi}$ и $N_{\Psi\Psi}$ остаются справедливыми формулы (9.2) и (9.3), если величину $\tau_\phi = 1/2\Delta f_\phi$ заменить на τ_0 .

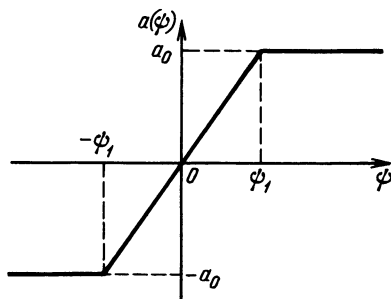


Рис. 9.6. Линейно-ломаная аппроксимация ДХ

9.1.4. Характеристики дискриминаторов при простом (однополосном) предшествующем фильтре

Многоуровневое квантование. Приведем результаты [20] анализа и оптимизации параметров цифровых устройств синхронизации и демодуляции двоичных символов информации на примере полностью цифрового устройства, изображенного на рис. 9.5. При этом будем считать, что в АЦКП ФАП (см. рис. 9.1) используется простейший ФНЧ в виде однозвенной RC-цепочки с полосой $\Delta f_{0,7}$.

При анализе демодуляции символов будем также полагать, что символьная синхронизация идеальная, т. е. при демодуляции известны границы символов. Рассмотрим вероятность ошибки демодуляции символа при многоуровневом квантовании входного сигнала в самом неблагоприятном случае, когда значения предшествующего и последующего символов иные, чем рассматриваемого. За счет ограниченной полосы $\Delta f_{0,7}$ границы символа после его прохождения через ФНЧ смещены относительно границ символа на входе ФНЧ. Обозначим через $N = T_c/T_d$ число отсчетов на один символ информации.

Цифровая демодуляция символа заключается в суммировании $N - m$ чисел $z_c[r]$ за длительность символа и определении знака накопленной суммы. В предположении идеальности работы устройства синхронизации считаем, что некоторые отсчеты приходится точно на границы символа. Очевидно, их целесообразно исключить из суммирования при демодуляции, так как математическое ожидание этих отсчетов равно нулю. Поскольку дисперсия каждого отсчета $z_c[r]$ одна и та же, может оказаться выгодным исключить при суммировании еще один или несколько отсчетов с наименьшими значениями математического ожидания. Критерием оптимальности при выборе числа m исключаемых при суммировании отсчетов является максимум отношения математического ожидания к среднеквадратическому значению суммы MY/\sqrt{DY} , так как вероятность ошибки приема символа выражается через это отношение: $P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(MY/\sqrt{DY})$.

Показателем также коэффициент энергетических потерь при демодуляции

$$\kappa = [(MY)^2/DY]_{\text{ид}} : [(MY)^2/DY], \quad (9.5)$$

где $[(MY)^2/DY]_{\text{ид}} = 2U_c^2 T_c/N_0$ относится к идеальной аналоговой системе.

Расчет κ для случая предшествующего RC-фильтра с полосой $\Delta f_{0,7}$ проведен в [20] в следующем порядке. Для заданных N и m численно находили, какие именно m отсчетов выгоднее всего исключить при демодуляции, после чего определяли значения κ . С использованием этих результатов далее находили минимальные значения κ и соответствующие им значения $m = m_{\text{опт}}$ при каждом N и $\Delta f_{0,7}$. Для полученных таким образом значений $m_{\text{опт}}$ определяли зависимости $\kappa(A)$, где $A = \Delta f_{0,7} T_c$ при различных N . При заданной величине N существует оптимальное значение относительной полосы A , которое и было найдено путем исследования на экстремум зависимостей $\kappa(A)$. На рис. 9.7 и 9.8 приведены графики $A_{\text{опт}}(N)$ и $\kappa(N)$ (последний — в разгах при $A = A_{\text{опт}}$; $m = m_{\text{опт}}$). Отметим, что при $N = 20 \dots 90$ $m_{\text{опт}} = 2$, однако выбор $m = 1$ и $m = 3$ приводит к незначительному росту κ (при $N \geq 50$ — менее одного процента).

Перейдем к изложению результатов анализа устройства синхронизации. В отсутствие ошибок синхронизации строб займет такое равновесное временное положение, при котором математическое ожидание суммы m отсчетов равно нулю. При равновесном положении все отсчеты строга должны приходиться на фронт сигнала. Действительно, отсчеты, попадающие на плоский участок сигнала, лишь добавляют флуктуации в сигнал ошибки $z_d(\tau)$, но не несут информации о рассогласовании τ . При этом

$$a(\Psi) = U_c m (1 - e^{-A\Psi}) / 2\Delta u. \quad (9.6)$$

Выражение (9.6) показывает, что при $m = \text{const}$, $A = \text{const}$ в случае невыхода строга на плоский участок сигнала ДХ не зависит от периода дискретизации T_d .

Коэффициент передачи дискриминатора

$$k_{d\Psi} = A U_c m / 2\Delta u. \quad (9.7)$$

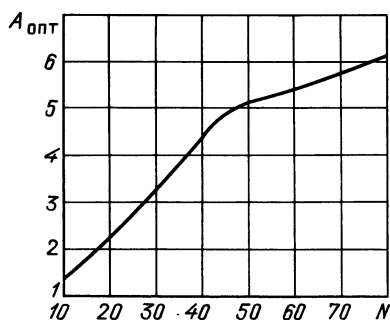


Рис. 9.7. Оптимальная относительная полоса $A = \Delta f_{0,7} T_c$ предшествующего RC-фильтра при демодуляции символов (многоуровневое квантование)

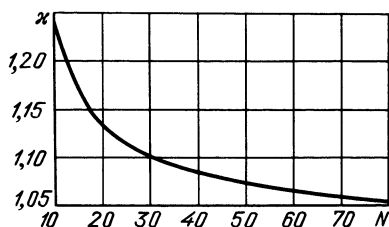


Рис. 9.8. Минимальный коэффициент потерь при демодуляции при предшествующем RC-фильтре и многоуровневом квантовании

Эквивалентная флуктуационная характеристика

$$N_{\Psi} = \frac{4\pi G(m) N_0}{\Delta f_{0,7} T_c m^2 U_c^2}, \quad (9.8)$$

где

$$G(m) = m + \frac{2}{1 - e^{-2\pi d}} \left[\frac{1 - \exp[-2\pi d(m-1)]}{\exp(2\pi d) - 1} - m + 1 \right].$$

Формула (9.8) показывает, что эквивалентная флуктуационная характеристика уменьшается при увеличении числа отсчетов в стробе при $d = \text{const}$. Однако это справедливо при невыходе отсчетов на плоский участок сигнала: при выходе на плоский участок наблюдается резкое возрастание флуктуационной ошибки. Отметим, что характеристики дискриминатора k_d и N_{Ψ} получены при использовании фазовой ошибки слежения Ψ . Переходя к временной ошибке слежения $\tau = \Psi T_c / 2\pi$, можно получать аналогичные характеристики и для этого случая:

$$k_{д\tau} = \frac{\pi A U_c m}{\Delta u T_c}; \quad N_{\tau} = \frac{G(m) N_0 T_c}{\pi \Delta f_{0,7} m^2 U_c^2}.$$

Как видно из приведенных выражений, флуктуационная ошибка обратно пропорциональна полосе входного процесса $\Delta f_{0,7}$.

Результаты расчетов по формуле (9.8) приведены на рис. 9.9. Все кривые построены для случая невыхода отсчетов на плоский участок. По приведенным

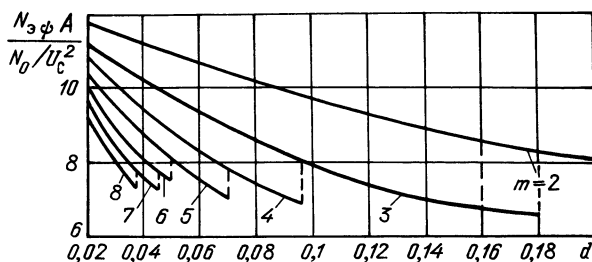


Рис. 9.9. Нормированная эквивалентная флуктуационная характеристика символьной синхронизации при многоуровневом квантовании и предшествующем RC-фильтре

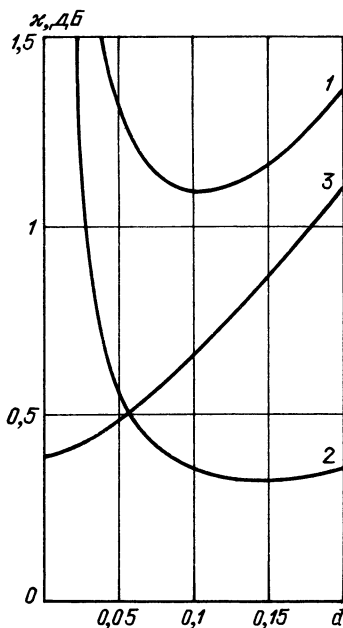


Рис. 9.10. Коэффициенты потерь при демодуляции символов при бинарном квантовании и предшествующем RC-фильтре:

1 — при бинарном квантовании и смене символов; 2 — при многоуровневом квантовании и смене символов, 3 — при бинарном квантовании и отсутствии смены символов

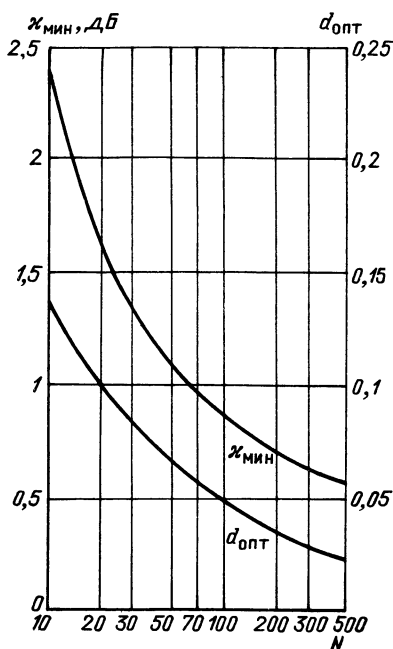


Рис. 9.11. Минимальные энергетические потери и оптимальный относительный период дискретизации при демодуляции символов, бинарном квантовании, предшествующем RC-фильтре

кривым можно судить о выигрыше в помехоустойчивости при увеличении m . Например, при $d=0,097$ переход от $m=2$ к $m=3$ приводит к уменьшению нормированной эквивалентной флуктуационной характеристики от 9,699 до 8,051, а переход к $m=4$ — до 6,885. Однако использовать $m=4$ при таком d не следует, так как сколь угодно малые ошибки слежения могут привести к выходу отсчета на плоский участок и значительному увеличению флуктуационной ошибки.

Характерным является уменьшение эквивалентной флуктуационной характеристики при увеличении относительного периода дискретизации, т. е. при уменьшении частоты дискретизации. Это объясняется тем, что с увеличением T_d при $m=\text{const}$ за счет ослабления корреляции отсчетов уменьшается дисперсия сигнала ошибки (который равен сумме m коррелированных отсчетов), в то время как коэффициент передачи дискриминатора остается неизменным. Однако не следует увеличивать T_d на слишком большую величину во избежание опасности выхода отсчетов на плоский участок сигнала $C(t)$. Напомним также, что при увеличении T_d ухудшаются характеристики устройства демодуляции символов.

Было исследовано также взаимное влияние каналов синхронизации и демодуляции друг на друга. В режиме синхронизма при вероятностях ошибки приема символа $10^{-3} \dots 10^{-5}$ это влияние оказалось незначительным.

Аналогичный анализ был проведен [95] и для другого крайнего случая — бинарного квантования входного сигнала. Результаты расчета зависимости энергетических потерь κ [дБ] при демодуляции от d при фиксированном числе

отсчетов на символ $N=50$ приведены на рис. 9.10 (кривая 1). При этом для простоты полагалось, что суммируются все отсчеты ($m=0$). Увеличение κ при малых d объясняется влиянием переходных процессов при смене символов. Для сравнения на этом же рисунке показаны энергетические потери при многоуровневом квантовании (кривая 2). Они тоже возрастают при малых d . Расстояние между этими кривыми есть выигрыш, который можно получить увеличением числа уровней квантования (около 1 дБ). Большую часть этого выигрыша можно реализовать переходом к трех- или четырехуровневому квантованию. Эти выводы относятся лишь к помехоустойчивости при гауссовских помехах.

Как видно из рис. 9.10, при больших d потери также возрастают, что объясняется наложением спектров при дискретизации. Таким образом, при каждом N существует некоторая оптимальная величина $d=d_{\text{опт}}$ и соответствующие ей минимальные потери $\kappa=\kappa_{\text{мин}}$. Зависимости $\kappa_{\text{мин}}(N)$ и $d_{\text{опт}}(N)$ для бинарного квантования приведены на рис. 9.11.

9.1.5. Нелинейный режим работы систем символьной синхронизации

Если ошибка слежения Ψ не выходит за пределы линейного участка ДХ, то расчет флуктуационных и динамических ошибок систем символьной синхронизации производится по общим формулам гл. 5 с использованием характеристик дискриминаторов, приведенных выше в этой главе. Ограничимся поэтому рассмотрением лишь нелинейного режима.

В системах символьной синхронизации обычно используют первый порядок астатизма, при котором передаточную функцию линейной части системы (см. рис. 5.9) можно представить в виде $K_n(p)=k_n/p$. В этом случае схеме рис. 5.9, а соответствует следующее стохастическое дифференциальное уравнение:

$$\Psi' = \Psi'_{\text{с}} - k_n [a(\Psi) + \xi_{\text{с}}(t)], \quad (9.9)$$

где $\xi_{\text{с}}(t) = \sqrt{N_d} \zeta(t)$; $\zeta(t)$ — белый шум с единичной спектральной плотностью, т. е. $\zeta(t)\zeta(t+\tau) = 0,5\delta(t)$.

Аппроксимируем ДХ линейно-ломаной линией (см. рис. 9.6):

$$a(\Psi) = \begin{cases} a_0 & \text{при } \Psi > \Psi_1; \\ a_0 \Psi / \Psi_1 & \text{при } -\Psi_1 \leq \Psi \leq \Psi_1; \\ -a_0 & \text{при } \Psi < -\Psi_1. \end{cases} \quad (9.10)$$

При такой ДХ в случае не слишком больших ошибок, когда в стационарном состоянии отсутствуют переходы фазы Ψ через уровень $\pm\pi$, стационарное распределение представляет собой сумму экспоненциального и нормального распределений [63].

Введем обозначения:

$$r_1 = \sqrt{\frac{N_d k_n}{4a_0}}, \quad y = \sqrt{\frac{4a_0 \Psi_1}{N_d k_n}}; \quad \gamma_n = \frac{\Psi'_{\text{с}}}{k_n a_0}. \quad (9.11)$$

Здесь r_1 — некоторая характеристика флуктуационных свойств системы, y — относительная длина наклонного участка ДХ, $k_n a_0$ — полоса синхронизма, γ_n — относительное значение начальной расстройки. С помощью этих величин можно рассчитывать установившуюся динамическую и флуктуационную ошибки слежения по следующим формулам:

$$\bar{\Psi} = \gamma_n r_1^2 f_1(y, \gamma_n), \quad (9.12)$$

$$\sigma_{\bar{\Psi}}^2 = r_1^4 f_2(y, \gamma_n). \quad (9.13)$$

Графики функций $f_1(y, \gamma_n)$ и $f_2(y, \gamma_n)$ приведены на рис. 9.12 [63].

При $y > 3 \dots 5$ и не слишком больших γ_n изучаемая система ведет себя практически как линейная, а при $y < 0,5$ — как релейная (т. е. как си-

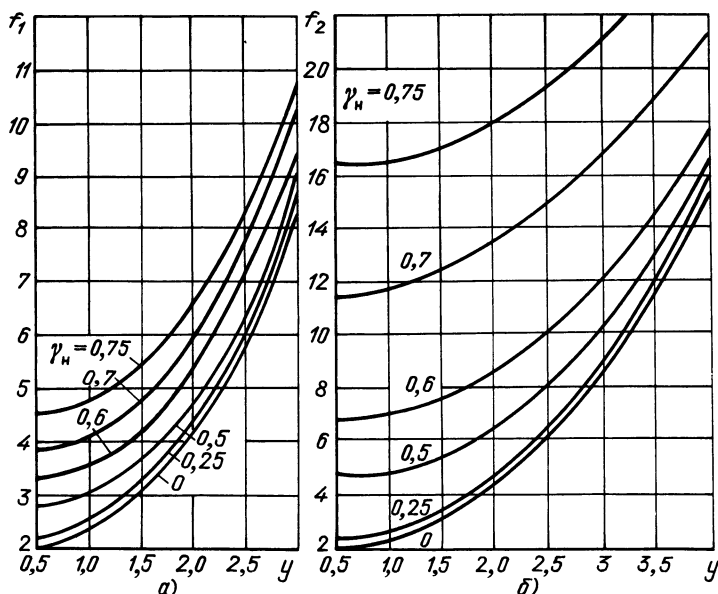


Рис. 9.12. К расчету математического ожидания (а) и дисперсии (б) ошибки слежения

стема с релейной ДХ). В первом случае справедливо асимптотическое приближение

$$f_1(y, \gamma_n) \approx f_2(y, \gamma_n) \approx y^2. \quad (9.14)$$

При $y < 1/2$ (в релейном режиме)

$$f_1(y, \gamma_n) \approx 2/(1 - \gamma_n^2), \quad f_2(y, \gamma_n) \approx 2(1 + \gamma_n^2)/(1 - \gamma_n^2)^2. \quad (9.15)$$

В некоторых случаях можно произвольно изменять длительность линейного участка ДХ (величину Ψ_1). Это возможно, например, при пренебрежимо малой длительности фронта входного сигнала, когда опорный сигнал представляет собой двуполярные импульсы с произвольно устанавливаемой длительностью τ_0 . При этом встает вопрос о выборе оптимальных значений τ_0 и $\Psi_1 = \pi\tau_0/T_c$.

Прежде всего отметим, что если дискриминатор перемножает входной сигнал с опорным и если при изменении τ_0 параметры линейной части не меняются, то, как нетрудно убедиться, полоса синхронизма системы будет пропорциональна τ_0 . Чтобы избавиться от этой зависимости, сигнал на выходе перемножителя необходимо умножить на $1/\tau_0$. Если считать, что такое умножение производится в дискриминаторе, то величина на выходе дискриминатора будет пропорциональна усредненному за время τ_0 произведению входного сигнала на опорный. В случае многоуровневого квантования для такого дискриминатора

$$a_0 = \frac{U_c}{2\Delta u}, \quad N_d = \frac{N_0 T_c}{2\tau_0 \Delta u^2}, \quad \Psi_1 = \frac{\pi\tau_0}{T_c}, \quad (9.16)$$

откуда

$$r_1 = \sqrt{\frac{N_0 T_c k_n}{4U_c \Delta u \tau_0}}; \quad y = \sqrt{\frac{2\pi U_c \tau_0^2}{N_0 k_n T_c^2}}.$$

Используя (9.12), (9.13) и (9.14), нетрудно показать, что в линейном режиме (при больших τ_0) τ_0 выгодно уменьшать, так как при этом уменьшается динамическая ошибка, а флуктуационная остается постоянной (если все остальные параметры, кроме τ_0 неизменны). С другой стороны, в релейном режиме (при малых τ_0) τ_0 желательно увеличивать, при этом уменьшается как флуктуационная, так и динамическая ошибка. Следовательно, существует некоторое оптимальное значение τ_0 , соответствующее средним величинам $u_{\text{опт}} \approx 1 \dots 1,5$ (между величинами в релейном и линейном режимах).

9.2. Разомкнутые схемы демодуляторов

Разомкнутые схемы цифровых демодуляторов применяют в ЦРПС после ЦФОС (см. рис. 1.25). Их построение зависит от вида используемого цифрового сигнала [49].

Рассмотрим вначале случай использования комплексного цифрового сигнала — совокупности двух квадратурных компонент. Роль БДК в схеме рис. 1.25 в этом случае играет АЦКП. Квадратурные компоненты z_s и z_c с его выхода поступают в ЦФОС и преобразуются в соответствующие профильтрованные компоненты $z_{s\phi}$ и $z_{c\phi}$ (рис. 9.13). При этом ЦФОС должен обеспечить высокое отношение сигнал-шум.

Амплитудный демодулятор строится по следующему алгоритму:

$$Z_A[r] = \sqrt{z_{s\phi}^2[r] + z_{c\phi}^2[r]}.$$

Полученные по этому алгоритму числа $Z_A[r]$ могут преобразоваться в аналоговую форму с помощью ЦАП. На выходе ЦАП устанавливают ФНЧ для сглаживания выходного напряжения. В частности, ФНЧ ослабляет выбросы, возникающие в момент смены кодовых комбинаций из-за разного времени включения и выключения коммутирующих элементов ЦАП.

Алгоритм частотного демодулятора основан на использовании следующей связи мгновенной частоты сигнала $F(t)$ со значениями квадратурных компонент $S(t)$ и $C(t)$:

$$F(t) = \frac{[C(t)S'(t) - S(t)C'(t)]}{2\pi[C^2(t) + S^2(t)]}. \quad (9.17)$$

Для цифрового сигнала, заменив производные первыми разностями, с помощью (9.17) получим [49]:

$$F[r] = \frac{(z_s[r]z_c[r-1] - z_c[r]z_s[r-1])}{2\pi T_d(z_s^2[r] + z_c^2[r])}. \quad (9.18)$$

С помощью (9.18) можно проводить частотное детектирование сигнала после ЦФОС. Если в ЦРПС используется система АРУ, стабилизирующая амплитуду полезного сигнала, то $z_s^2[r] + z_c^2[r] = \text{const}$ и алгоритм (9.18) можно упростить, используя лишь числитель, но не знаменатель. Такой упрощенный алгоритм соответствует алгоритму частотного дискриминатора фазового типа, рассмотренному в гл. 7.

Рассмотрим теперь случай цифрового действительного сигнала $z_{\text{вх}}[r]$, получаемого с помощью одного АЦП, при условии, что частота дискретизации f_d^n выбрана в соответствии с (1.8). При этом можно считать, что четные отсчеты соответствуют одной квадратурной компоненте, а нечетные — другой, однако они относятся к различным моментам, что приводит к искажениям при демодуляции аналоговой информации. Для исправления этого недостатка можно применить интерполирующий фильтр для привязки квадратурных компонент к одному моменту. На рис. 9.14 изображена структурная схема цифрового амплитудного детектора [49], в котором квадрат каждого отсчета одной четности складывается с квадратом результата линейной интерполяции по двум соседним

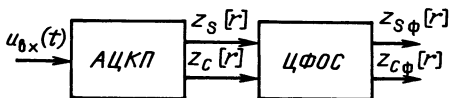


Рис. 9.13. Фильтрация квадратурных компонент

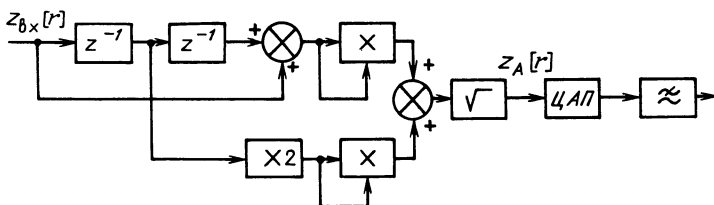


Рис. 9.14. Цифровой амплитудный детектор (z^{-1} — задержка на такт)

← Рис. 9.15. Вариант цифрового амплитудного детектора

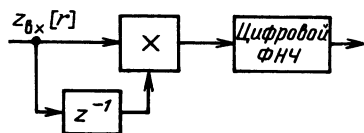
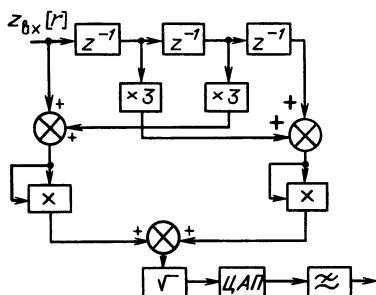


Рис. 9.16. Цифровой частотный детектор действительного сигнала (z^{-1} — задержка на такт)

отсчетом другой четности. В цифровом амплитудном детекторе, показанном на рис. 9.15, проводится встречная линейная интерполяция по двум четным и двум нечетным отсчетам.

На рис. 9.16 изображен цифровой частотный детектор действительного цифрового сигнала $z_{bx}[r]$. Этот алгоритм тем точнее, чем выше частота дискретизации f_d по сравнению с шириной спектра частотно-модулированного сигнала. Например, при $f_d = 64$ кГц, отклонениях мгновенной частоты до 5 кГц и ширине спектра модулирующего сигнала не более 3,5 кГц искажения, вносимые подобным цифровым частотным детектором, приблизительно 6%.

Некоторые другие алгоритмы частотных детекторов и их анализ приведены в [91].

10. Устройства оценки параметров и нормирования уровня сигнала

10.1. ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА ПШС

10.1.1. Постановка задачи

Измерение времени прихода (задержки) τ_c ПШС производится с помощью шкалы, задаваемой системой единого времени (СЕВ). Ошибками СЕВ пренебрегаем. На вход ЦРПС поступает ПШС, который, возможно, инверсно промодулирован двоичными символами информации (см. пример 1.2). При измерении времени прихода сигнала случайные двоичные символы информации оказывают мешающее воздействие, однако не изменяют алгоритмы измерения задержки. На приемной стороне априори известен закон чередования элементов $a_i = \pm 1$ принимаемой ПСП, однако временной сдвиг τ_c неизвестен и подлежит определению.

Если принимаемый ПШС периодический с периодом T_n , то, очевидно, временной сдвиг τ_c можно определить лишь неоднозначно: временные сдвиги τ_c ; $\tau_c \pm T_n$; $\tau_c \pm 2T_n$; ... неотличимы друг от друга. Для конкретности будем

говорить о временном сдвиге границы слова ПСП. Границей слова будем называть фронт наиболее длинного импульса ПСП. Этот импульс соответствует максимальному числу подряд идущих элементов одного знака $a_i = \pm 1$. Например, С/А код в системе NAVSTAR [4] имеет $T_n = 1$ мс, чему соответствует диапазон однозначного измерения дальности $cT_n = 300$ км. Для увеличения диапазона однозначного измерения задержки и соответственно дальности в сигнал вставляют кодированные посылки (так называемые метки) с большим периодом повторения, например секундные метки в начале каждой секунды СЕВ. Во время передачи секундной метки основная двоичная информация не передается. Начало секундной метки совпадает с одной из границ слов. Кодированный сигнал секундной метки принимается согласованным с ним фильтром. Принятая секундная метка отождествляется с одной из границ слов.

Решение поставленной задачи — определение времени прихода сигнала — лежит в основе как безапросного, так и запросного методов измерения дальности [45].

10.1.2. Методы измерения

Поступающий на вход ЦРПС ПШС синхронизирует ССЗ, входящую в состав ЦРПС. В результате вырабатываемый ГПСП сигнал отслеживает временной сдвиг поступающего сигнала с точностью до относительно малой ошибки слежения $\tau \ll \tau_s$. К регистру сдвига ГПСП подключают так называемый детектор слова — многоходовую схему И. На ее входы подают сигналы со всех разрядов регистра сдвига. В момент, когда все разряды устанавливаются в положение «1», появляется импульс на выходе детектора слова.

Моменты измерения задают специальными измерительными импульсами, «привязанными» к секундным меткам СЕВа, например периодическими импульсами с частотой 10 или 20 Гц, причем каждый 10-й или соответственно 20-й измерительный импульс совпадает с началом секундной метки.

Устройство измерения времени прихода ПШС изображено на рис. 10.1. Очередной измерительный импульс устанавливает RS-триггер в положение «1», в результате через схему И начинают поступать импульсы с частотой $f_{сч}$ на счетчик. Счет прекращается с появлением ближайшей границы слова, выделяемой детектором слова. На дальнейшую обработку подают в параллельном коде не только результат счета, но и номер измерительного импульса внутри секундного интервала и номер соответствующей секунды, т. е. отсчет времени по шкале СЕВ. Пример такого отсчета времени: год 1988-й, месяц 10-й, день 14-й, час 5-й, минута 18-я, секунда 19-я, номер измерительного импульса 3-й. Результат измерения относится к моменту появления границы слова (а не к моменту появления измерительного импульса), т. е. к концу, а не к началу интервала измерения. Это обстоятельство следует учитывать при высокоточных измерениях быстроизменяющейся задержки сигнала, например при космических траекторных измерениях.

Из-за воздействия шумов и помех на ЦРПС измеренная задержка — случайная величина с дисперсией, равной дисперсии слежения σ_s в ССЗ (если не учитывать дополнительные ошибки самого измерителя). Для уменьшения флуктуационной ошибки проводят усреднение многих единичных измерений задержки τ_s , при этом для минимизации ошибки частота измерительных импульсов должна быть хотя бы на порядок больше эквивалентной полосы ССЗ $\Delta f_{ссз}$.

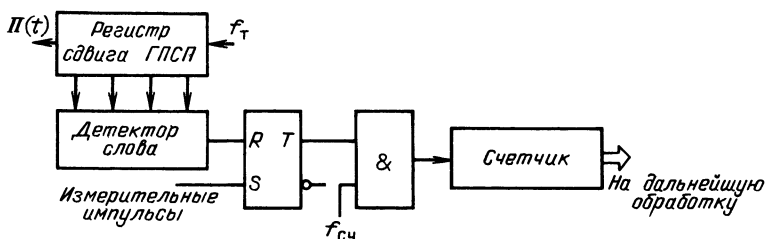


Рис. 10.1. Устройство измерения времени прихода ПШС

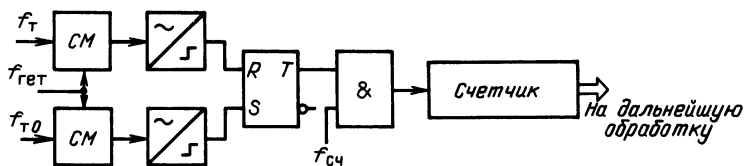


Рис. 10.2. «Нониусная» шкала измерения запаздывания

Недостаток рассмотренной схемы (см. рис. 10.1) — необходимость использования высокой частоты $f_{сч}$ для обеспечения малой ошибки дискретности измерения задержки Δt_d , равной периоду этой частоты $f_{сч}^{-1}$. Например, при $f_{сч} = 100$ МГц имеем $\Delta t_d = 10$ нс, чему соответствует ошибка измерения расстояния в беззапросном методе $\Delta R_d = 3$ м.

Избавиться от этого недостатка можно с помощью введения «нониусной» измерительной шкалы. Положим, в ЦРПС имеется частота f_{T0} , равная номинальному значению тактовой частоты ПСП, т. е. тактовой частоте ПСП при $\tau_c = \text{const}$. Положим, из этой частоты формируют измерительные импульсы и местную шкалу времени СЕВ. Тогда «нониусную» шкалу можно образовать с помощью схемы, изображенной на рис. 10.2. В сущности, она представляет собой измеритель сдвига фаз между колебаниями с частотами f_T и f_{T0} . Оба колебания гетеродинируются на относительно низкую частоту F с помощью одного гетеродинного колебания с частотой $f_{гет}$, после чего их преобразуют в меандровую форму. RS-триггер формирует импульс с длительностью, равной временному промежутку между фронтами меандров. Эту длительность измеряют с помощью схемы И и счетчика. Таким образом, по сравнению со схемой рис. 10.1 удастся в $f_{сч}/F$ раз снизить ошибку дискретности при той же частоте $f_{сч}$ или при той же ошибке дискретности в $f_{сч}/F$ раз снизить требуемую частоту $f_{сч}$. Недостаток такого метода — усложнение измерителя в результате использования двух шкал вместо одной: грубой шкалы — по рис. 10.1 и точной — по схеме рис. 10.2. По грубой шкале достаточно подсчитать лишь число импульсов тактовой частоты f_T за интервал времени между измерительным импульсом и границей слова. Для этого в схеме рис. 10.1 на вход И вместо частоты $f_{сч}$ следует подать частоту f_T .

В случае использования в ССЗ для формирования частоты f_c дискретного фазовращателя (например, по схеме, изображенной на рис. 1.24 в [63]) отдельную схему нониусной шкалы (см. рис. 10.2) можно не делать: нониусные измерения можно считывать с выходного счетчика-делителя, входящего в состав дискретного фазовращателя. Результат измерения здесь относится к моменту считывания. Если считывание проводить импульсом границы слова, поступающим на R-вход RS-триггера грубой шкалы (см. рис. 10.1), то привязка измерений будет такой же, как в предыдущих двух способах. Если же считывание проводить измерительным импульсом, поступающим на S-вход RS-триггера, то момент привязки иной.

Рассмотрим измерение задержки τ_c в программно-аппаратных ЦРПС (см. § 1.3). Положим СТЧ ССЗ представляет собой НС, накапливающий с частотой дискретизации f_d код $z_{y,cc3}$, и ГПСП, на который поступают импульсы переполнения этого НС. Вообще говоря, в этом случае также можно реализовать способ измерения τ_c , аналогичный предыдущему (с дискретным фазовращателем): в момент прихода измерительного импульса считать дополнительный код с НС и занести его в младшие разряды индикатора задержки, после чего подсчитать число импульсов переполнения НС за время между измерительным импульсом и принимаемой границей слова, результат этого подсчета занести в старшие разряды индикатора. Однако практически удобнее другой способ измерения τ_c , реализуемый целиком программным путем в микроЭВМ, т. е. не требующий дополнительного оборудования. В этом способе в начале сеанса связи в момент одной из местных секундных меток (условно — в нулевой момент) все разряды ГПСП ставят в положение «1» и одновременно обнуляют НС, входящий в состав СТЧ ССЗ. После этого происходит вначале поиск, а затем слежение по задержке — все это с помощью кода $z_{y,cc3} = z_{y,нcc3} + \Delta z_{y,cc3}$. Здесь $z_{y,нcc3}$ — номинальное значение управляющего кода, соответствующего постоянной задержке $\tau_c = \text{const}$. Начиная с нулевого момента все время подсчитывается сумма

управляющих сигналов $\Delta z_{y, \text{CCЗ}}$. Считаем, что каждое значение кода $z_{y, \text{CCЗ}}$ суммируется за время любого интервала накопления в НС одинаковое число раз, а именно $R_n = T_n f_d = \text{const}$ раз. В этом случае текущая сумма $\sum_{s=1}^R \Delta z_{y, \text{CCЗ}}[s]$ в момент прихода измерительного импульса однозначно определяет задержку

$$\hat{\tau}_c[R] = \tau_c T_n \Delta F \sum_{s=1}^R \Delta z_{y, \text{CCЗ}}[s], \quad (10.1)$$

где ΔF — дискрет перестройки частоты СТЧ.

10.1.3. Ошибка измерения

Флуктуационная ошибка единичного измерения задержки, производимого с помощью алгоритма (10.1), определяется ССЗ и равна σ_{τ}^2 (см. гл. 6). Для некоторых применений (в частности, измерения дальности) ошибка оказывается слишком большой. В этом случае, как уже говорилось, текущую оценку задержки усредняют на мерном интервале:

$$\hat{\tau}_c = \frac{1}{R_m} \sum_{R=1}^{R_m} \hat{\tau}_c[R], \quad (10.2)$$

где $R_m = T_m / T_n$ — число отсчетов $\hat{\tau}_c[R]$ на мерном интервале длительностью T_m . Усредненную оценку обычно относят к середине мерного интервала. Дисперсия усредненной оценки находится из следующих соображений. Выходная величина ССЗ $\tau_{\text{вых}}$ является гауссовской случайной величиной со спектральной плотностью на нулевой частоте, равной N_{τ} — в соответствии с физическим смыслом эквивалентной спектральной плотности дискриминатора (см. гл. 6). Усреднение величины $\tau_{\text{вых}} = \tau_c - \tau$ за время T_m эквивалентно ее фильтрации фильтром нижней частоты с эквивалентной шумовой полосой $\Delta f_{\phi} = 1/2 T_m$ и с единичным коэффициентом передачи на нулевой частоте — фильтром типа $\sin x/x$. При выполнении условия $\Delta f_{\phi} \ll \Delta f_{\text{CCЗ}}$ (т. е. $2 T_m \Delta f_{\text{CCЗ}} \gg 1$) при вычислении дисперсии усредненной оценки с фильтрующим действием ССЗ можно не считаться и положить

$$\sigma_{\tau_{\text{вых}}}^2 \approx N_{\tau} \Delta f_{\phi} = \frac{N_{\tau}}{2 T_m}. \quad (10.3)$$

10.2. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА

Традиционные алгоритмы измерения частоты замаскированного шумом сигнала (например, для измерения радиальной скорости по доплеровскому сдвигу), основанные на использовании частотомера или периодомера после системы ФАП, хорошо известны [45] и здесь рассматриваться не будут. Вместо этого в данном параграфе рассмотрим алгоритмы оценки доплеровского сдвига частоты Ω_d , основанные на суммировании управляющего кода $z_{y, \text{CCЗ}} = z_{y, n, \text{CCЗ}} + \Delta z_{y, \text{CCЗ}}$, где $z_{y, n, \text{CCЗ}}$ — номинальное значение управляющего кода, соответствующее нулевому доплеровскому сдвигу $\Omega_d = 0$. Эти алгоритмы особенно удобны в программно-аппаратных ЦРПС. В соответствии с этими алгоритмами в течение мерного интервала $0 \dots T_m$ суммируют отсчеты $\Delta z_{y, \text{CCЗ}}[k]$, вычисляя тем самым набег фазы выходного колебания за счет доплеровского сдвига Ω_d от начала мерного интервала до текущего дискретного момента s :

$$\Delta \Phi_{\text{вых}}[s] = 2\pi \Delta F T_n \sum_{R=1}^s \Delta z_{y, \text{CCЗ}}[R]. \quad (10.4)$$

В (10.4) ΔF — дискрет перестройки СНЧ.

Рассматриваемый метод измерения иллюстрирует рис. 10.3. Для наглядности дискретное время на нем заменено непрерывным, доплеровский сдвиг частоты $\Omega_d = \phi'_{c, \phi}(t)$ принят постоянным на отрезке $t \in [0, T_m]$, при этом фаза $\phi_{c, \phi}(t) =$

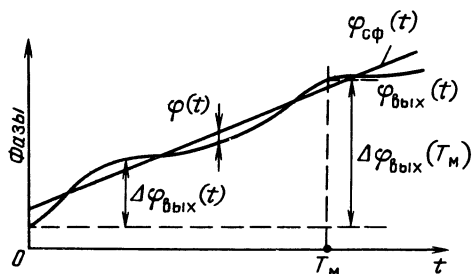


Рис. 10.3. К измерению частоты сигнала

$=\Omega_d t$ — линейная функция времени. Фаза $\varphi_{с.ф.}(t)$ здесь отсчитывается относительно опорного колебания $\Phi_0(t)=\omega_\phi t$ с постоянной (не зависящей от доплеровского сдвига) частотой $\omega_\phi=\text{const}$, т. е. $\varphi_{с.ф.}(t)$ — набег фазы входного сигнала за счет доплеровского сдвига. Оценка доплеровского сдвига частоты при этом сводится к оценке наклона функции $\varphi_{с.ф.}(t)$. Однако непосредственно наблюдать фазу $\varphi_{с.ф.}(t)$ нельзя из-за маскирующего воздействия входного шума $u_{ш}(t)$. О фазе $\varphi_{с.ф.}(t)$ можно судить лишь по фазе $\varphi_{вых}(t)=\Phi_{вых}(t)-\omega_\phi t$, отличающейся от $\varphi_{с.ф.}(t)$ на ошибку слежения системы ФАП $\varphi(t)$. Оценку доплеровского сдвига частоты при этом можно получить, разделив приращение $\Delta\varphi_{вых}(T_M)=\varphi_{вых}(T_M)-\varphi_{вых}(0)$ на T_M :

$$\hat{\Omega}_d = \frac{\Delta\varphi_{вых}(T_M)}{T_M} = \frac{2\pi\Delta F}{R_M} \sum_{R=1}^{R_M} \Delta z_{y,счн}[R]. \quad (10.5)$$

Обратим внимание на нецикличность фаз $\varphi_{с.ф.}(t)$, $\varphi_{вых}(t)$ и $\varphi(t)$: пределы их изменения, в отличие от циклических фаз, не ограничены интервалом $[0, 2\pi]$. Отметим также, что хотя код $\Delta z_{y,счн}$ и определяет однозначно сдвиг частоты выходного колебания, однако $\Delta z_{y,счн}$ в качестве оценки частоты непосредственно не используют, так как подобная оценка обладает слишком большой дисперсией из-за воздействия на систему ФАП шума $u_{ш}(t)$. Эта дисперсия уменьшается за счет усреднения кода $\Delta z_{y,счн}[R]$ в алгоритме (10.5). Дисперсию оценки частоты можно еще существенно уменьшить с помощью вторичного усреднения. В частности, близкую к оптимальной оценку частоты с использованием вторичного усреднения можно построить следующим образом: получить усредненные значения $\Delta\varphi_{вых1}$ и $\Delta\varphi_{вых2}$ набег фазы $\Delta\varphi_{вых}(t)$ на первой и на второй половинах мерного интервала:

$$\overline{\Delta\varphi_{вых1}} = \left(\sum_{s=1}^{R_M/2} \Delta\varphi_{вых}[s] \right) / (R_M/2), \quad \overline{\Delta\varphi_{вых2}} = \left(\sum_{s=1+R_M/2}^{R_M} \Delta\varphi_{вых}[s] \right) / (R_M/2),$$

образовать их разность и поделить ее на временной сдвиг между серединами половинок мерного интервала, т. е. на $T_M/2$. Это приводит к следующему алгоритму:

$$\hat{\Omega}_d = (\overline{\Delta\varphi_{вых2}} - \overline{\Delta\varphi_{вых1}}) / (T_M/2). \quad (10.6)$$

Простому (10.5) и квазиоптимальному (10.6) алгоритмам измерения частоты соответствуют следующие дисперсии ошибок измерения [3]:

$$\sigma_{\hat{\Omega}}^2 = 2\kappa \Delta f_s / \Pi T_M^2, \quad (10.7)$$

$$\sigma_{\hat{\Omega}}^2 = 8\kappa / \Pi T_M^3, \quad (10.8)$$

где κ — коэффициент энергетических потерь из-за цифрового характера обработки, см. гл. 1 и 8.

Дисперсия (10.8) оценки частоты для квазиоптимального алгоритма лишь в $4\pi/3$ раза больше минимально возможной. Переход к простому алгоритму увеличивает дисперсию оценки частоты еще в $T_m \Delta f_3/4$ раза. Этот вывод, как и формулы (10.7) и (10.8), справедлив при $T_m \Delta f_3 \gg 4$.

10.3. УСТРОЙСТВА НОРМИРОВАНИЯ УРОВНЯ СИГНАЛА (ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА АРУ)

Устройство АРУ предназначено для поддержания приблизительно постоянным выходного напряжения усилительного тракта при изменении входного сигнала. Наиболее распространенной является обратная АРУ, когда продетектированный сигнал изменяет коэффициент усиления предшествующих каскадов усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Обычно АРУ начинает регулировать коэффициент усиления при достижении амплитудой выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ некоторого напряжения задержки $U_{\text{зд}}$ (так называемое АРУ с задержкой). При $U_{\text{вых}} < U_{\text{зд}}$ коэффициент усиления УПЧ максимален ($K_{\text{макс}}$). При $U_{\text{вых}} > U_{\text{зд}}$ и использовании обычных аналоговых устройств АРУ с увеличением уровня входного сигнала выходная амплитуда также увеличивается, правда в значительно меньшей степени, определяемой коэффициентом неэффективности АРУ $dU_{\text{вых}}/dU_{\text{вх}}$, а коэффициент усиления тракта падает, достигая значения $K_{\text{мин}}$ на границе области регулирования при $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых. макс.}}$.

Качество АРУ оценивается также коэффициентом регулирования усиления $\gamma_p = K_{\text{макс}}/K_{\text{мин}}$.

В рассматриваемых цифровых устройствах АРУ за счет использования цифрового интегратора (реверсивного счетчика) выходная амплитуда не зависит от амплитуды входного сигнала. В этом случае коэффициент неэффективности АРУ равен нулю, а коэффициент регулирования — динамическому диапазону входного сигнала $\gamma_p = U_{\text{вх. макс}}/U_{\text{вх. мин}}$, где $U_{\text{вх. мин}}$ — минимальное входное напряжение, начиная с которого работает АРУ.

При $U_{\text{вых}} < U_{\text{зд}}$, подобно аналоговому АРУ, цифровое АРУ не работает и коэффициент усиления УПЧ равен $K_{\text{макс}}$.

В рассматриваемом цифровом АРУ (рис. 10.4, а) к выходу регулируемых каскадов УПЧ подключен детектор АРУ, измеряющий амплитуду выходного сигнала (или другую величину, функционально связанную с амплитудой, например мощность). Сигнал на выходе детектора АРУ подвергается бинарному квантованию: если $U_{\text{вых}} > U_{\text{зд}}$, вырабатывается сигнал ошибки $z_d = -1$, если $U_{\text{вых}} < U_{\text{зд}}$, то $z_d = +1$. Этот сигнал ошибки поступает в усредняющий реверсивный счетчик

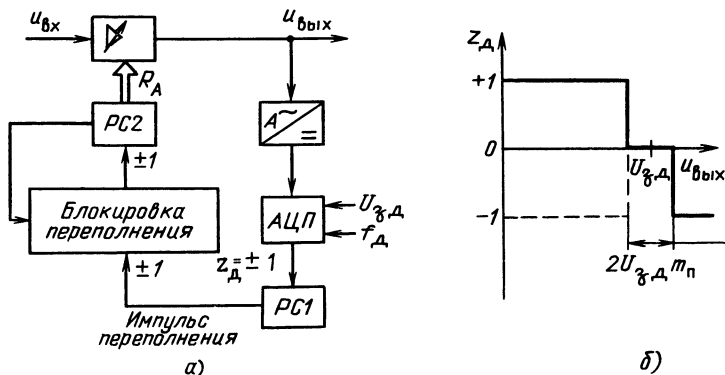


Рис. 10.4. Цифровое АРУ (а) и характеристика квантователя с зоной нечувствительности (б) (РС — реверсивный счетчик)

РС1 с коэффициентом счета n_y . При его переполнении на его выходе появится импульс, увеличивающий или уменьшающий на единицу в зависимости от знака переполнения число (код) R_A в реверсивном счетчике РС2. Код R_A меняется от 0 до R_{\max} . Этот счетчик не должен переполняться: когда код R_A достигает 0 или R_{\max} , происходит блокировка поступления импульсов соответствующего знака. Код R_A регулирует коэффициент усиления УПЧ.

Нетрудно убедиться, что в стационарном режиме в описанном цифровом АРУ возникают автоколебания, приводящие к изменению кода на единицу (например: $R_A = 15, 16, 15, 16, \dots$) и, соответственно к паразитной амплитудной модуляции выходного сигнала. Чтобы коэффициент амплитудной модуляции не зависел от амплитуды входного сигнала (и соответственно от значения кода R_A), необходимо, чтобы при изменении кода R_A на единицу коэффициент усиления УПЧ K_U менялся в одно и то же число раз, т. е. $\delta_1 = (K_U + \Delta K_U)/K_U = \text{const}$, где $\Delta K_U \ll K_U$. Этого можно добиться, например, введя экспоненциальную зависимость в тракт регулирования с помощью управляемого цифровым кодом аттенуатора.

Коэффициент паразитной амплитудной модуляции m_n должен быть малым, т. е. $m_n = \Delta K_U / 2K_U = (\delta_1 - 1)/2 \ll 1$.

Коду $R_A = 0$ соответствует $K_U = K_{\min}$, произвольному коду R_A соответствует $K_U = K_{\min} \delta_1^{R_A}$, наконец, коду R_{\max} соответствует $K_{\max} = K_{\min} \delta_1^{R_{\max}}$. Следовательно, динамический диапазон изменения коэффициента усиления

$$\gamma_p = K_{\max}/K_{\min} = \delta_1^{R_{\max}} = (2m_n + 1)^{R_{\max}}, \quad (10.9)$$

откуда

$$R_{\max} = \log(K_{\max}/K_{\min}) / \log(2m_n + 1). \quad (10.10)$$

Паразитной амплитудной модуляции в стационарном режиме можно избежать, введя в характеристику квантователя зону нечувствительности (рис. 10.4, б), что эквивалентно переходу от двухуровневого квантования ($z_d = \pm 1$) к трехуровневому ($z_n = \pm 1, 0$). Протяженность зоны нечувствительности целесообразно сделать равной дискрету регулирования $2m_n U_{\text{зд}}$. Величина m_n в этом случае будет характеризовать статическую точность регулирования амплитуды сигнала. Для расчета R_{\max} по-прежнему можно пользоваться формулой (10.10).

Характеристику АЦП с зоной нечувствительности (см. рис. 10.4, б) можно реализовать с помощью двух компараторов с порогами, равными соответственно $U_s \pm m_n U_s$.

Частоту дискретизации f_d желательно выбирать по крайней мере на порядок больше ширины спектра процесса на входе АЦП, которая определяется шириной полосы пропускания ФНЧ на выходе детектора АРУ.

Можно рекомендовать выбирать постоянную времени этого фильтра на порядок меньше минимально допустимой длительности переходных процессов в устройстве АРУ, тогда эта длительность будет определяться цифровой, а не аналоговой частью устройства.

В переходном процессе будет постоянно вырабатываться сигнал ошибки z_d одного знака, что приведет к равномерному увеличению кода R_A . В худшем случае код R_A изменяется от 0 до R_{\max} , откуда максимальная длительность переходного процесса $t_{\text{уст}} = R_{\max} t_1$, где $t_1 = n_y / f_d$ — период следования импульсов переполнения на выходе реверсивного счетчика РС1. Величина t_1 выбирается исходя из того, какие частоты изменения амплитуды входного сигнала система должна подавлять, а какие пропускать: $f_{\text{пар}} \ll 1/t_1 \ll f_{\text{пол}}$, где $f_{\text{пол}}$ — минимальная частота полезной модуляции, $f_{\text{пар}}$ — максимальная частота паразитной модуляции входного сигнала.

Величина $t_{\text{уст}}$ определяет максимальное время переходного процесса при появлении и исчезновении сигнала. Если оно недопустимо велико, необходимо применять более быстродействующие схемы АРУ, в частности с использованием многоуровневого квантования сигнала.

Задавшись $t_{\text{уст}}$ или t_1 , нетрудно найти необходимый коэффициент счета реверсивного счетчика РС1: $n_y = t_1 f_d = t_{\text{уст}} f_d / R_{\max}$.

11. Отказоустойчивые ЦРПС

11.1. ПРОБЛЕМА НАДЕЖНОСТИ ЦРПС РАДИОСИГНАЛОВ. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИХ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ

Рост степени интеграции цифровых интегральных схем, создание больших и сверхбольших интегральных схем обеспечили рост надежности ЦРПС, в первую очередь, вследствие роста надежности соединений между элементами. Интенсивность отказов современных интегральных схем достигла $10^{-6} \dots 10^{-7}$ 1/ч в реальных условиях эксплуатации в системе. Дальнейшему снижению интенсивности отказов способствовало создание унифицированных программируемых сверхбольших интегральных схем вследствие уменьшения числа их типов и совершенствования соответствующих технологических процессов.

Однако, наряду с уменьшением интенсивности отказов элементной базы ЦРПС, опережающими темпами росла их функциональная нагрузка (вследствие роста требований к помехоустойчивости, помехозащищенности, адаптивности к помеховой обстановке, к структуре принимаемых сигналов и т. п.), а также рос ущерб, наносимый отказами ЦРПС вследствие роста ответственности решаемых ими задач. Это, с одной стороны, приводило к стремительному росту сложности ЦРПС, а с другой — к росту требований к их надежности. Так, для обеспечения безопасности полетов самолетов гражданской авиации требуется вероятность безотказной работы радиоэлектронного комплекса 0,99999 в течение 100 ч функционирования без ремонта и профилактики.

Для удовлетворения столь высоких требований по надежности в условиях высокой сложности ЦРПС требуется либо периодическое прогнозирующее техническое обслуживание [70], что при современной сложной элементной базе, как правило, экономически невыгодно, а в ряде случаев просто неприемлемо, либо построение ЦРПС с соответствующим резервным ресурсом [88]: аппаратным, программным, временным.

При этом резервный ресурс может быть индивидуальным — для каждого из типов функциональных модулей, либо коллективным — общий для совокупности функциональных модулей, реализованных на однотипных (однородных) аппаратных средствах (модулях). Естественно, использование коллективного резервного ресурса позволяет снизить затраты на построение ЦРПС в тем большей степени, чем она сложнее, чем более она однородна и чем выше требования к ее надежности [73]. Повышению степени однородности ЦРПС способствует программно-аппаратная реализация алгоритмов обработки радиосигналов. В предшествующих разделах показано, что принципиально любой алгоритм обработки радиосигнала в ЦРПС может быть реализован программно-аппаратно. С учетом этого обобщенная функциональная схема ЦРПС может быть представлена в виде, изображенном на рис. 11.1.

Она содержит вычислительное ядро и системную память, связанные параллельной магистралью с совокупностью интерфейсов источников сигналов (в качестве источников сигналов можно использовать выходы усилителей высокой или промежуточной частоты, а также видеоусилителей и т. п.) и с интерфейсами потребителей (ЭВМ, телефоны, магнитофоны, телевизоры, дисплеи и т. п.).

На рисунке представлены четыре основные категории интерфейсов источников сигналов: с контроллером прямого доступа к памяти, программируемым периферийным адаптером, с периферийным связным адаптером и последовательной информационной магистралью (первые два — для связи с близкорасположенными источниками, последний — для связи с удаленными источниками). Аналого-цифровые преобразователи сигналов $АЦП_0$ — $АЦП_i$ в интерфейсах обеспечивают преобразование сигналов $S_0(t)$, $S_{11}(t)$, $S_{21}(t)$, ..., $S_{2k}(t)$, $S_{i1}(t)$, $S_{im}(t)$ в цифровую форму, необходимую для обработки в вычислительном ядре, а управляемые коммутаторы, повышают эффективность использования $АЦП_0$ — $АЦП_i$ и последовательной магистрали путем временного мультиплексирования.

Алгоритмы обработки сигналов: входение в синхронизм, слежение за задержкой, демодуляция сигналов, фильтрация сигналов — выполняются полностью либо частично вычислительным ядром с использованием системной памяти.



Кроме того, если ошибки вызваны не сбоями, а отказами элементов системы, то попытка их исправления без устранения отказавшего элемента приведет ЦРПС в туловищное состояние, выход из которого возможен лишь путем замены отказавшего элемента либо передачи его функций другим элементам системы (функциональное резервирование), что, в свою очередь, потребует классификации нарушения работоспособности: сбой либо отказ.

Ошибки, вызванные нарушениями работоспособности (сбоями и отказами), быстро распространяются в ЦРПС. В этой связи с целью облегчения процедур исправления ошибок и локализации отказавшего элемента необходимо предпринимать специальные меры по ограничению области распространения ошибок.

Нарушения работоспособности ЦРПС могут быть вызваны также ненадежностью программного обеспечения, которая обусловлена субъективными факторами — логическими ошибками при его разработке, ошибками стыковки подпрограмм, ошибками кодирования и т. п. Характер проявления программных ошибок очень разнообразен и внешне аналогичен проявлениям сбоев и отказов. Механизм случайности здесь порождается возникновением непредвиденных ситуаций, в которых и проявляется содержащаяся в программе ошибка. Их устранение в процессе функционирования достигается путем использования альтернативных программных модулей, решающих аналогичные задачи на основе различных алгоритмов [86, 88].

Стремительное уменьшение удельной стоимости аппаратных средств радиоэлектронной техники в последние десятилетия обеспечивает экономическую целесообразность построения ЦРПС, в которых все вышеперечисленные задачи ограничения воздействия нарушений работоспособности на аппаратно-программную реализацию алгоритмов обработки сигналов решаются автоматически [90]. Такие ЦРПС называют отказоустойчивыми [88, 90].

Первоначальные затраты, связанные с внедрением отказоустойчивости, обусловлены стоимостью дополнительных средств, которые добавляются для обеспечения обнаружения и изоляции («парирования») нарушений работоспособности. Хотя относительная стоимость средств высоконадежной отказоустойчивой ЦРПС может в несколько раз превышать стоимость исходной ЦРПС (без средств обеспечения отказоустойчивости) [90], снижение стоимости аппаратных средств и эффективность функционирования отказоустойчивых ЦРПС компенсируют затраты на создание отказоустойчивости ЦРПС.

Высказанные выше соображения по типам нарушений работоспособности и путям ограничения их воздействия на реализацию алгоритмов обработки сигналов, а также опыт разработки отказоустойчивых цифровых радиоэлектронных систем [88, 90] позволяет формулировать общие принципы построения отказоустойчивых ЦРПС.

Первый из них состоит в максимально целесообразном использовании программных методов реализации алгоритмов обработки сигналов, обеспечивающих высокий уровень аппаратной однородности ЦРПС.

Второй — во введении в ЦРПС резервных ресурсов (аппаратных и программных модулей либо компонент, а также временного резерва — резерва производительности) и средств управления этими ресурсами, обеспечивающими их использование для автоматической ликвидации последствий нарушений работоспособности, которые совместно называют средствами восстановления работоспособности (СВР). В том смысле, что в этих средствах нет необходимости при отсутствии нарушений работоспособности, их называют избыточными.

Третий принцип заключается в иерархическом построении СВР. Современная ЦРПС, как показано в предшествующих разделах, представляет собой сложную систему, которая естественным образом развивается на несколько уровней, в зависимости от функций, обеспечиваемых конкретными подсистемами. Отказоустойчивая ЦРПС также допускает подобное функциональное расчленение, но помимо всего прочего, она содержит средства восстановления, которые могут использоваться различно на различных уровнях. Имеет смысл рассматривать отказоустойчивую ЦРПС как вложенное множество подсистем, каждая из которых может иметь различные уровни отказоустойчивости.

Например, на самом высоком уровне такая ЦРПС может осуществлять восстановление при отказе одного вычислительного модуля путем передачи его функций другим аппаратно аналогичным модулям. На следующем, более низком уровне один модуль, например памяти, может обладать способностью замещения неисправного элемента резервным с переключением альтернативных каналов связи для обхода неисправного порта. На следующем уровне соответствующие кристаллы памяти могут содержать избыточность и быть устойчивыми только к определенным отказам.

Описательная модель должна охватывать это иерархическое свойство ЦРПС и способ, каким СВР распределяются на различных уровнях. Для того чтобы сделать это, вводят терминологию вложенных разбиений. Избыточное разбиение есть множество модулей, которое содержит избыточность, достаточную для обеспечения приемлемых производительности и других необходимых функциональных свойств при отказе одного модуля или нескольких модулей, оставшимися модулями. (Избыточное разбиение может содержать резервные модули, предназначенные для замены отказавших модулей, либо после отказа могут быть перераспределены функции и дальнейшее функционирование поддерживается меньшим числом модулей — осуществлена реконфигурация ЦРПС.) Такое избыточное разбиение будем именовать резервной группой (РГ).

Восстановление при отказе в пределах РГ может осуществляться в рамках самой РГ, либо может потребоваться действие, осуществляемое на более высоких уровнях системы; модуль в одной РГ может содержать другие вложенные РГ.

Типичный вариант иерархической архитектуры такой отказоустойчивой ЦРПС содержит следующие уровни. Самым нижним уровнем РГ являются источники сигналов, для которых предусматриваются внутренние резервные элементы; страницы памяти, содержащие запасные разрядные матрицы; внутренние связи и их резерв. На следующем уровне избыточные вычислительные модули выполняют специфические задачи, например преобразование Фурье, задачи фильтрации. На следующем, самом высоком уровне множество избыточных вычислительных модулей обеспечивает выполнение исполнительных и управляющих функций высокого уровня.

С каждым модулем связан отказоустойчивый интерфейс, который представляет собой развитие соответствующего физического интерфейса. Отказоустойчивый интерфейс реализует связь с модулями в соответствующей РГ или с РГ более высокого уровня, а также посылает запросы на восстановление при отказах, которые он сам устранить не в состоянии. Например, в случае отказа кристалла памяти соответствующий блок интерфейса памяти (следующий более высокий уровень) может подключить запасную разрядную матрицу и автоматически восстановить искаженные данные. При отказах памяти возможна ситуация, когда весь вычислительный модуль окажется неработоспособным и потребуются обработка, которая может быть выполнена средствами, расположенными на два уровня выше. Могут быть привлечены другие вычислительные модули для диагностики отказа, активизации нового модуля памяти, перегрузки и рестарта вышедшего из строя вычислительного модуля. Вычислительные модули, входящие в состав подсистемы, обеспечивают отказоустойчивость соответствующих, связанных с ними источников сигналов, используя программное обеспечение, которое может обнаруживать нарушения оптимального функционирования и обеспечивать восстановление в пределах подсистемы. Исполнительные вычислительные модули обеспечивают восстановление на системном уровне. Если подсистема временно (пока заменяются ее компоненты), прекращает работать, то могут быть подключены общесистемные СВР. Вычислительные модули системного уровня должны обеспечивать свою собственную отказоустойчивость и обслуживать вычислительные модули подсистем при локальном восстановлении.

Каждый уровень может быть охарактеризован соответствующими возможными реакциями на различные внутренние нарушения работоспособности. Двумя основными категориями являются отказы, которые на данном уровне обрабатываются локально, и отказы, выходящие за рамки охвата данного уровня.

Если один уровень распознает отказ, для обработки которого он предназначен, то он может уведомлять более высокие уровни ЦРПС одним из следующих трех способов: 1) указать, что отказ был устранен локально; 2) запросить помощь в устранении отказа на локальном уровне; 3) известить более высокие уровни, что отказ нельзя устранить на его уровне.

Извещение более высоких уровней об отказах может выполняться явно или неявно. Если модуль более низкого уровня выдаст выходные данные, закодированные в коде с обнаружением ошибок, либо если этот модуль входит в состав двоянных или строенных модулей, выходные данные которых можно легко сравнить на следующем, более высоком уровне, то это считается неявной индикацией ошибок.

Намного сложнее отказы, которые на стадии разработки не были предусмотрены в рамках данной РГ. В этом случае никакого явного уведомления не будет при возникновении отказа. В таких случаях на более высоком уровне должны применяться целесообразные проверки и тесты в отношении функциональных выходных данных модуля. Каждый уровень должен быть спроектирован таким образом, чтобы его функционирование можно было проверять на приемлемость. Например, можно указать данные, скорость изменения которых не может превышать некоторый определенный порог; в реальный сигнал можно включать данные калибровки; для контроля состоятельности данных можно выполнять специальные процедуры, например контроль времени выполнения определенных частей алгоритма.

Можно выделить следующие основные задачи, решаемые СВР: 1. Обнаружение нарушения работоспособности с минимизацией области распространения его последствий. 2. Классификацию нарушений работоспособности (сбой/отказ) и исправление вызванных ими ошибок. 3. Локализацию отказа с точностью до заменяемого модуля либо компоненты. 4. Замену отказавшего элемента либо реконфигурацию ЦРПС. 5. Устранение последствий отказа и проверку правильности функционирования ЦРПС.

Обнаружение нарушений работоспособности может осуществляться на уровне сигналов, на функциональном и на системном уровнях периодическим диагностированием.

В первом случае нарушение работоспособности обнаруживают сразу после его появления, даже тогда, когда сигнал не имеет какого-либо логического смысла. К этой группе методов относят коды, обнаруживающие ошибки, дублирование со сравнением, трехэлементную избыточность с голосующим элементом [82]. Нарушение работоспособности обнаруживают при этом сразу после его появления, что предотвращает распространение ошибки и значительно упрощает процесс дальнейшего восстановления. Эти методы, как правило, реализуют аппаратно. При обнаружении на функциональном уровне работу ЦРПС контролируют с помощью функциональных проверок по времени выполнения операций, по рабочей области адресов, по области существования результатов выполнения оператора и т. п. [80, 82]. Эти методы можно реализовать как программным, так и аппаратным способом. Периодическое диагностирование реализуют обычно в виде тестирования с прерыванием [89]. В связи с тем, что ЦРПС осуществляют обработку сигналов в реальном масштабе времени, его использование весьма ограничено лишь крайними, критическими ситуациями, когда остальные средства не справляются с обработкой возникшего отказа.

Исправление ошибок, вызванных сбоями, осуществляют с помощью корректирующих помехоустойчивых либо арифметических кодов путем повтора сегмента программы при обнаружении ошибки, либо путем многократного параллельного выполнения программы с голосованием [77, 85].

Если использование всех средств исправления ошибок не позволяет ее исправлять, принимается решение, что ошибка вызвана отказом.

Локализация отказа с точностью до заменяемого модуля осуществляется автоматически путем локализации ошибки. Иногда для повышения достоверности локализации отказа используют дополнительно системное тестирование.

После замены отказавшего элемента либо реконфигурации ЦРПС производят восстановление искаженных информационных массивов и контроль правильности функционирования ЦРПС с помощью укороченных тестов.

11.2. ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ И ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ЦРПС

Обеспечение свойства отказоустойчивости ЦРПС, как показано выше, обуславливает необходимость введения СВР. Методы обнаружения нарушений работоспособности и методы восстановления работоспособности, используемые в СВР,

характеризуются определенными методическими ошибками. Кроме того, их реализуют программами, которые могут содержать ошибки и которые выполняются аппаратными средствами со своими сбоями и отказами. Поэтому при возникновении сбоя с вероятностью P_{y0} : ошибка, вызванная сбоем, исправляется; с вероятностью P_n : сбой классифицируется как отказ; с вероятностью P_{01c} : сбой не обнаруживается. Вызванные сбоем ошибки искажают алгоритм обработки определенного блока информации, кодового слова, сообщения и т. п., тем самым снижают вероятность правильного приема. Наконец, часть потока сбоев, интенсивность $v_{0/c}$, будучи необнаруженной, приводят к явлениям, эквивалентным отказу, в результате заклинивания работы либо тупиковой ситуации. Так бывает, если меры, предусмотренные для защиты от таких явлений, недостаточно эффективны. Как указывалось ранее, процедуры обнаружения нарушений работоспособности, исправления ошибок и восстановления работоспособности могут быть многофазными. Тогда статистические характеристики описанных явлений будут определяться свойствами всех фаз и принципами их взаимодействия.

Вследствие инерционности СВР восстановление работоспособности ЦРПС либо ее отдельных групп происходит не мгновенно, а в течение определенного интервала времени τ_n , на протяжении которого информационный поток не обрабатывается—теряется либо задерживается, что также приводит к снижению вероятности правильного приема. Степень снижения зависит от статистических характеристик времени восстановления работоспособности, интенсивности информационных потоков и особенностей алгоритмов обработки сигналов.

При возникновении отказов рабочих (основных) элементов РГ ее работоспособность с вероятностью P_0 восстанавливается и с вероятностью $(1-P_0)$ не восстанавливается. Аналогично при возникновении отказов резервных элементов РГ ее работоспособность с вероятностью P_r восстанавливается и с вероятностью $(1-P_r)$ не восстанавливается. В каждой РГ отказоустойчивой ЦРПС предусматривается определенный порядок подключения резервных элементов взамен отказавших основных (рабочих). При этом, если в резервном элементе возникает отказ, обнаруживаемый СВР, то все остальные резервные элементы, порядок подключения которых следующий за отказавшими, окажутся неиспользованными, а РГ откажет.

Описание особенностей функционирования отказоустойчивой ЦРПС показывает, что в процессе его проектирования для количественной оценки его функционирования необходимы, по крайней мере, три показателя надежности: вероятность безотказной работы $P(t)$ в течение времени t ;

вероятность потери информационного блока $P_{\text{пот}}$;

статистические характеристики времени восстановления τ_n , как минимум математическое ожидание M_{τ_n} и дисперсия D_{τ_n} либо плотность вероятностей $w_{\tau_n}(x)$. Последние два показателя позволяют оценить влияние нарушений работоспособности отказоустойчивой ЦРПС и свойств СВР на основные функциональные показатели качества ЦРПС (например, вероятность правильного приема).

Введение СВР в ЦРПС, естественно, усложняет задачу ее проектирования, поскольку требуется дополнительно определять структуру и параметры СВР и учитывать их взаимосвязь с остальными средствами ЦРПС. При этом проектирование по принципу: первоначально создается неизбыточная (неотказоустойчивая) структура ЦРПС, а потом к ней проектируются СВР, приводит к существенно неоптимальным результатам [69, 88, 90]. Решение взаимосвязанных задач проектирования ЦРПС (структурного синтеза и синтеза параметров) необходимо осуществлять с учетом требований отказоустойчивости. Поскольку выбор структуры нельзя отнести к классу формально разрешимых задач [88] в столь сложном случае, в процессе проектирования отказоустойчивых ЦРПС структуру целесообразно выбирать путем сравнительного анализа множества эвристически отобранных структур с оптимальными параметрами. В процессе сравнительного анализа структур и оптимизации параметров необходимо неоднократно определять значения вышеперечисленных показателей надежности.

11.3. МОДЕЛИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ЦРПС

При определении показателей надежности отказоустойчивую ЦРПС представляют в виде многоуровневой композиции РГ в соответствии с иерархической структурой СВР. Многоуровневой — в том смысле, что РГ одного уровня представляют собой рабочие и резервные элементы РГ следующего уровня иерархии. Поэтому основой являются математические модели соответствующих РГ.

В качестве таких моделей для определения вероятности безотказной работы РГ любого уровня используют марковские модели [72, 88]. Такие же модели используют для определения вероятности потери информации в РГ, вследствие сбоев ее элементов [88]. Использование Марковских моделей для РГ верхних уровней иерархии приводит к необходимости рассмотрения огромного множества состояний, недопустимо расширяющего размерность модели. Однако существуют методы, позволяющие сокращать число состояний путем их укрупнения практически без потери точности анализа [83, 88].

Используя представление ЦРПС композицией РГ, на верхнем уровне иерархии приходим к последовательному в надежном смысле [72] соединению нескольких РГ, вероятность безотказной работы которых определяют известным путем [72]. Потери информации в различных РГ суммируются.

Для определения статистических характеристик времени восстановления τ_p РГ используют полумарковские модели [71, 81, 88], которые путем использования метода стадий [82, 88] приводятся к марковским моделям [88]. Статистические характеристики времени восстановления необходимо определять для РГ всех уровней, поскольку в зависимости от специфики ЦРПС на протяжении времени восстановления в различных РГ будут возникать различные информационные потери.

В завершение приведем описание унифицированной марковской модели РГ, позволяющей определять ее показатели надежности [88]. Рассматриваемая модель — макро модель. В ней поведение элементов РГ описывается параметрами: интенсивность отказов [88]: соответственно $\lambda(t)$ — основных элементов, $\mu(t)$ — резервных элементов; интенсивность сбоев [76, 88] λ_c ;

параметры СВР: D_0 — условная вероятность обнаружения нарушения работоспособности при его возникновении; I_0 — условная вероятность локализации и отключения отказавшего элемента при обнаружении отказа; R_0 — условная вероятность успешного подключения резерва и успешного возобновления работы при локализации и отключении отказавшего элемента; $P_0 = D_0 I_0 R_0$ — условная вероятность восстановления работоспособности РГ при отказе основного элемента.

На первом этапе моделирования с целью определения вероятности безотказной работы РГ и вероятности потери информации временем восстановления можно пренебречь, поскольку оно существенно меньше времени между нарушениями работоспособности. При моделировании также предполагается, что РГ может находиться в r состояниях деградации с более низкой эффективностью функционирования и другими параметрами СВР.

Граф унифицированной марковской модели РГ, состоящей из L_0 рабочих элементов, L_p — резервных элементов, каждый из которых не представляет собой РГ низшего уровня иерархии, представлен на рис. 11.2, на котором приняты дополнительные обозначения: M — число однотипных подсистем, охваченных коллективным резервом; $L_d^{(j)}$ — число основных элементов в конфигурации при успешно осуществленной j -й деградации РГ; λ_k — интенсивность потока блоков информации на входе РГ $\lambda_k = 1/T_{0\text{ср}}$; P_p — условная вероятность восстановления работоспособности РГ при отказе резервного элемента; $P_{o/c}$ — условная вероятность идентификации сбоя как отказа при его обнаружении; P_n — условная вероятность потери блока информации при обнаружении нарушения работоспособности; v — процентное отношение сбоев, которые будучи необнаруженными

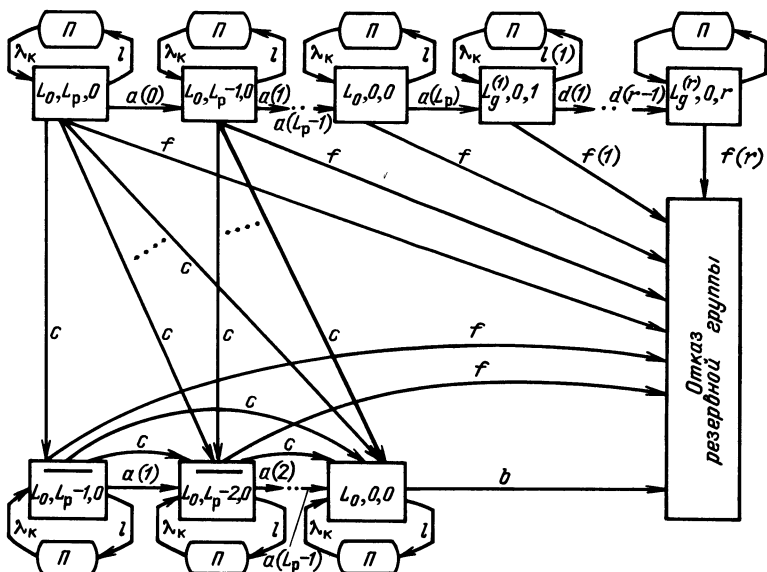


Рис. 11.2. Граф унифицированной Марковской модели, П — состояние потерь информации

в системах с программной реализацией алгоритмов приводят к явлениям эквивалентности отказов; $P_0^{(j)}$, $I_0^{(j)}$, $R_0^{(j)}$, $D_0^{(j)}$, $P_{01c}^{(j)}$, $P_n^{(j)}v$ — те же параметры в j -й деградированной конфигурации; m — параметр вида резервирования; n — параметр вида рабочей конфигурации; r — число деградаций.

Интенсивности переходов между состояниями модели $a(i)$, $f(i)$, $d(i)$, $l(i)$, b , c , f , l записаны в обобщенном виде и определяются в следующей последовательности:

1) для $i=0$, L_p :

$$a(i) = ML_0\lambda_1 P_0 + (L_p - i)\mu P_p, \text{ где } \lambda_1 = \lambda + \lambda_c P_{01c};$$

2) для $j=1$, $r-1$:

$$d(j) = L_n^{(j)} K P_0^{(j)} \lambda_1^{(j)}, \quad f(j) = L_n^{(j)} K \lambda_2^{(j)} + H^{(j)} \lambda_3^{(j)},$$

$$l(j) = (L_n^{(j)} K + H^{(j)}) \lambda_4^{(j)}, \quad f(j) = ML_n^{(j)} \lambda_2^{(j)},$$

где $K = m(L_0 + 1) + (-1)^m$, $H^{(j)} = m(n+1)(M - L_n^{(j)})$, $\lambda_1^{(j)} = \lambda + \lambda_c P_{01c}^{(j)}$, $\lambda_2^{(j)} = \lambda(1 - P_0^{(j)}) + v^{(j)}\lambda_c(1 - D_0^{(j)}) + \lambda_c P_{01c}^{(j)}(D_0^{(j)} - P_0^{(j)})$, $\lambda_3^{(j)} = \lambda + v^{(j)}\lambda_c + D_0^{(j)}\lambda_c P_{01c}^{(j)}$, $\lambda_4^{(j)} = \lambda_c[(1 - D_0^{(j)})(1 - v^{(j)}) + D_0^{(j)}P_n^{(j)}]$;

3) для $j=r$:

$$d(r) = H^{(r)}\lambda_3^{(r)} + (1-m)L_n^{(r)}\lambda_2^{(r)}, \quad l(r) = H^{(r)}\lambda_4^{(r)} + (1-m)L_n^{(r)}\lambda_2^{(r)}, \quad f(r) = ML_n^{(r)}\lambda_2^{(r)},$$

где $H^{(r)} = m(n+1)M$, $\lambda_3^{(r)} = \lambda + v^{(r)}\lambda_c + D_0^{(r)}\lambda_c P_{01c}^{(r)}$, $\lambda_4^{(r)} = \lambda_c[(1 - D_0^{(r)})(1 - v^{(r)}) + D_0^{(r)}P_n^{(r)}]$;

4) интенсивности f , b , l , c :

$$f = ML_0\lambda_2, \quad b = ML_0\lambda_3, \quad l = ML_0\lambda_4, \quad c = \mu(1 - P_p),$$

где $\lambda_2 = \lambda(1 - P_0) + v\lambda_c(1 - D_0) + \lambda_c P_{01c}(D_0 - P_0)$, $\lambda_3 = \lambda + v\lambda_c + D_0\lambda_c P_{01c}$, $\lambda_4 = \lambda_c[(1 - D_0)(1 - v) + D_0P_n]$.

Система параметров, приведенная выше, описывает модель при анализе различных вариантов построения отказоустойчивых систем, которые задаются соответствующим выбором параметров M , m , n , $L_d^{(j)}$ согласно следующему:

$$M = \begin{cases} 1 & \text{при обычном резервировании,} \\ N & \text{при коллективном резервировании} \\ (N \text{ целое положительное число}); \end{cases}$$

$$m = \begin{cases} 1 & \text{при коллективном резервировании,} \\ 0 & \text{при обычном резервировании;} \end{cases}$$

$$n = \begin{cases} 1 & \text{для мажорированной рабочей конфигурации,} \\ 0 & \text{для дублированной рабочей конфигурации.} \end{cases}$$

$$L_d^{(j)} = \begin{cases} M-j, & j=0, M \text{ при коллективном резервировании,} \\ L_d^{(j)} & \text{при обычном резервировании.} \end{cases}$$

На основании данной модели строят ее математическую форму в виде системы уравнений Колмогорова — Чепмена, описывающую закон функционирования и характер изменения переменных, характеризующих систему с точки зрения надежности. Эта система дифференциальных уравнений имеет вид

$$dP_j(t) = \sum_i \lambda_{ij} P_i(t), \quad (11.1)$$

где $P_i(t)$ — вероятность пребывания подсистемы в состоянии j в момент t ; λ_{ij} — интенсивность перехода от состояния i к состоянию j .

В матричной форме система уравнений (11.1) может быть представлена следующим образом:

$$d/dt \{P(t)\} = P(t) \cdot A, \quad (11.2)$$

где $P(t) = (P_1(t), \dots, P_{N_c}(t))$; A — матрица интенсивности переходов из работоспособных состояний, диагональные элементы которой равны: $\lambda_{ii} = -\sum_j \lambda_{ij}$, т. е. это собственная интенсивность состояния i ; N_c — число работоспособных состояний подсистемы.

При этом вероятность безотказной работы подсистемы определяется соотношением

$$P_{\text{н.с}}(t) = \sum_{j=1}^{N_c} P_j(t), \quad (11.3)$$

при начальных условиях:

$$P(0) = (1, 0, \dots, 0). \quad (11.4)$$

Вероятность потери информации в подсистеме

$$P_{\text{пот. сб}}(t) = \sum_{i \in \Pi} P_{\Pi(i)}(t).$$

Известно, что решение уравнения (11.1) при заданных начальных условиях (11.4) существует, является единственным и может быть представлено в виде

$$P(t) = e^{At} P(0),$$

где e^{At} — матричная экспоненциальная функция.

Вычисление e^{At} можно производить, используя разложение этой функции в ряд (метод 1):

$$e^{At} = 1 + A(t) + \frac{A^2 t^2}{2!} + \frac{A^3 t^3}{3!} + \dots$$

При этом требуемая точность вычислений обеспечивается соответствующим выбором числа членов разложения матричной экспоненциальной функции в ряд. Практика оценки показателей надежности посредством данного метода 1 показывает, что необходимое число членов разложения составляет 8—10 единиц.

Приемлемым способом с точки зрения простоты программирования решения (11.1) является использование методов численного интегрирования, например одного из наиболее эффективных — корректирующего метода Хемминга. Этот метод относится к устойчивым методам численного интегрирования четвертого порядка, преимущества которого заключаются в том, что он требует только двух вычислений правых частей системы дифференциальных уравнений на каждом шаге интегрирования. Второе достоинство этого метода — на каждом шаге интегрирования производится оценка локальной ошибки, что позволяет автоматически изменять и выбирать величину шага интегрирования практически без значительных вычислительных затрат.

Специфика приведенной надежностной модели (наличие состояний с одинаковыми собственными интенсивностями); необходимость учета возможности, когда $\lambda_{ij}=f(t)$, обосновывает выбор этих двух методов в качестве основных методов получения численных значений для показателей надежности. При этом метод 1 более эффективен (с точки зрения вычислительных затрат) по сравнению с методом Хемминга, когда размерность матрицы A сравнительно невелика $|N_c| \leq 25$, поскольку затраты на вычисления при методе 1 пропорциональны N_c^2 , при методе Хемминга пропорциональны N_c .

Особенности использования описанной модели для расчета статистических характеристик времени восстановления представлены в [88].

На высших уровнях иерархии РГ, когда входящие в них элементы сами представляют собой РГ, интенсивность отказа которых является функцией времени $\lambda(t)$, $\mu(t)$, применение приведенной модели возможно лишь с использованием методов укрупнения состояний [71].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алябин Г. М., Демин М. П., Жодзишский М. И. Исследование цифро-аналоговых систем вхождения в связь по частоте с ЛЧМ-гетеродинамированием.—М.: 1980.—18 с.—Деп. в ЦНТИ «Поиск». 1980, № 12, т. 12. № 035—2598.
2. Аналоговые интегральные системы. Справочник/Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев.—М.: Радио и связь, 1981.—160 с.
3. Анцибор Н. М., Жодзишский М. И. Измерение частоты сигнала на фоне шума с помощью цифровых систем ФАП//Радиотехника.—1979.—№ 5.—С. 78—80.
4. Аппаратура потребителей СРНС «Навстар»/А. И. Волынкин, И. В. Кудрявцев, И. Н. Мищенко, В. С. Шебшаевич//Зарубежная радиоэлектроника.—1986.—№ 4.—С. 70; № 5.—С. 59.
5. А. с. 1243090 СССР. Синтезатор частот/В. И. Архипкин, В. И. Березин, Е. П. Овсянников.—Опубл. 7.07.86.—БИ № 25.
6. А. с. 742818 (СССР). Устройство быстрого обнаружения сигнала и определения его частоты/Г. М. Алябин, С. С. Глазов, М. И. Жодзишский и др. Опубл. 1980, БИ № 23.
7. А. с. № 862134 (СССР). Устройство для формирования импульсных последовательностей с заданным законом изменения фазы./В. Н. Кочемасов, А. Н. Фадеев.
8. А. с. № 1045406 (СССР). Устройство слежения за задержкой псевдошумового сигнала/В. Ф. Коваленко, В. С. Ладыко, А. А. Алексеев и др. Опубл. 1983, БИ № 36.
9. Банк М. У. Аналоговые интегральные схемы в радиоаппаратуре.—М.: Радио и связь, 1981.—135 с.
10. Башаринов А. Е., Флейшман Б. С. Методы статистического последовательного анализа и их радиотехнические приложения.—М.: Сов. радио, 1962.—352 с.
11. Бахтияров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи/Под ред. Г. Д. Бахтиярова.—М.: Сов. радио, 1980.—280 с.
12. Березенко А. И., Корягин Л. Н., Назарьян А. Р. Микропроцессорные комплекты повышенного быстродействия.—М.: Радио и связь, 1981.—167 с.
13. Березин Л. В., Вейцель В. А. Теория и проектирование радиосистем/Под ред. В. Н. Типугина.—М.: Сов. радио, 1977.—448 с.
14. Билинский И. Я., Микелсон А. К. Стохастическая цифровая обработка непрерывных сигналов.—Рига: Зинатне, 1983.—292 с.
15. Вейцель В. А., Жодзишский М. И., Жодзишский Ю. И. Гарантированная помехоустойчивость приема сигналов//Радиотехника и электроника.—1987.—№ 2.—С. 316—323.
16. Вейцель В. А., Жодзишский М. И. Цифровые системы вхождения в связь в когерентных радиопереносах комплексов ЛА.—М.: МАИ, 1980.—35 с.
17. Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи: Пер. с англ./Под ред. Б. Р. Левина.—М.: Сов. радио, 1970.—392 с.
18. Военные системы связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты/В. В. Горшков, О. В. Куксин, С. А. Рубцов, А. В. Сухов//Зарубежная радиоэлектроника.—1986.—№ 3.—С. 3—13.
19. Вопросы статистической теории радиолокации, т. II/П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. М. Герасимов и др.; Под ред. Г. П. Тартаковского.—М.: Сов. радио, 1964.—1078 с.

20. Демин М. П., Жодзишский М. И., Смирнов А. Н. Параметрическая оптимизация цифровых устройств синхронизации и демодуляции двоичных символов информации // Проблемы повышения эффективности радиотехнических устройств и систем.— М.: МАИ, 1984.— С. 65—71.
21. Демин М. П., Жодзишский М. И. Устройства ФАП в системах связи с равновероятными противоположными сигналами // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1986.— № 5.— С. 54—59.
22. Дьянов А. П., Щелкунов Н. Н. Методика программирования микросхем ПЗУ // Микропроцессорные средства и системы.— 1985.— № 3.— С. 75—79.
23. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник.— М.: Радио и связь, 1985.— 312 с.
24. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Радио и связь, 1986.— 511 с.
25. ГОСТ 19896—74. Синтезаторы частоты для передающих и приемных устройств магистральной связи. Классификация. Основные параметры. Технические требования.
26. Гуткин Л. С. Проектирование радиосистем и радиоустройств.— М.: Радио и связь, 1986.— 288 с.
27. Гуткин Л. С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах.— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Сов. радио, 1972.— 448 с.
28. Еремин С. А., Мокеев О. К., Носов Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение.— М.: Сов. радио, 1966.— 152 с.
29. Жодзишский М. И., Зуев С. О., Сила-Новицкий С. Ю. Анализ программно-аппаратных систем ЧАП // Радиотехника.— 1989.— № 10.
30. Жодзишский М. И., Коваленко В. Ф. Цифровые схемы слежения за задержкой псевдощумового сигнала.— М.: 1980.— 9 с.— Деп. в ЦНТИ «Поиск» 01.12.80, № 035—2588.
31. Жодзишский М. И. Проектирование цифровых устройств обработки широкополосных сигналов.— М.: МАИ, 1986.— 52 с.
32. Журавлев В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах.— М.: Радио и связь, 1986.— 240 с.
33. Интегральные микросхемы. Справочник / Под ред. Б. В. Тарабрина.— М.: Радио и связь, 1983.— 528 с.
34. Котов В. С. Синтезаторы частоты, основанные на сложении импульсных последовательностей // Радиотехника.— 1971.— № 5.— С. 64—68.
35. Кочемасов В. Н., Фадеев А. Н. Цифровые вычислительные синтезаторы двухуровневых сигналов с компенсацией фазовых ошибок // Радиотехника.— 1982.— № 10.— С. 15—19.
36. Ланцов А. Л., Зворыкин Л. Н., Осипов И. Ф. Цифровые устройства на элементарных МДП микросхемах.— М.: Радио и связь, 1983.— 272 с.
37. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3 кн.— М.: Сов. радио, 1974—1976.— 550 с.
38. Левин Б. Р., Шварц В. Вероятностные модели и методы в системах связи и управления.— М.: Радио и связь, 1985.— 312 с.
39. Макклеллан Дж. Х., Рейдер Ч. М. Применение теории чисел в цифровой обработке сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Ю. И. Минина.— М.: Радио и связь, 1983.— 264 с.
40. Манасевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ. / Под ред. А. С. Галина.— М.: Связь, 1979.— 384 с.
41. Микропроцессорные комплекты интегральных схем: Состав и структура / В. С. Борисов, А. А. Васенков, Б. М. Малашевич и др.; Под ред. А. А. Васенкова, В. А. Шахнова.— М.: Радио и связь, 1982.— 192 с.
42. Микропроцессорный комплект БИС высокого быстродействия K1800 / В. Б. Абraitис, С. Ю. Седаскас, А.-В. В. Пятраускас.— М.: Радио и связь, 1986.— 184 с.
43. Нестеренко Б. К. Интегральные операционные усилители.— М.: Энергоатомиздат, 1982.— 128 с.
44. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток: Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1985.— 128 с.

45. **Основы радиоуправления** / Л. В. Березин, В. А. Вейцель, С. А. Волковский и др.; Под ред. В. А. Вейцеля и В. Н. Типугина.—М.: Сов. радио, 1973.—464 с.
46. Пат. 3882403 США.
47. Пат. 3976945 США.
48. **Первачев С. В.** Радиоавтоматика.—М.: Радио и связь, 1982.—296 с.
49. **Побережский Е. С.** Цифровые радиоприемные устройства.—М.: Радио и связь, 1987.—184 с.
50. **Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы** / А. В. Баюков, А. Б. Гитцевич, А. А. Зайцев и др.; Под ред. Н. Н. Горюнова.—М.: Энергоатомиздат, 1984.—744 с.
51. **Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами** / Г. И. Тузов, В. А. Сивов, В. И. Прытков и др.; Под ред. Г. И. Тузова.—М.: Радио и связь, 1985.—264 с.
52. **Применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ.** / Под ред. Э. Оппенгейма; Пер. под ред. А. М. Рязанцева.—М.: Мир, 1980.—552 с.
53. **Проектирование цифровых систем на комплектах микропрограммируемых БИС** / С. С. Булгаков, В. М. Мещеряков, В. В. Новоселов, Л. А. Шумилов; Под ред. В. Г. Колесникова.—М.: Радио и связь, 1984.—240 с.
54. **Рабинер Л., Гоулд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Ю. А. Александрова.—М.: Мир, 1978.—848 с.
55. **Радиоприемные устройства** / В. Н. Банков, Л. Г. Барулин, М. И. Жодзишский и др.; Под ред. Л. Г. Барулина.—М.: Радио и связь, 1984.—272 с.
56. **Радиосистемы передачи информации** / И. М. Тепляков, Б. В. Рошин, А. И. Фомин, В. А. Вейцель; Под ред. И. М. Теплякова.—М.: Радио и связь, 1982.—264 с.
57. **Схемотехника БИС постоянных запоминающих устройств** / О. А. Петросян, И. Я. Козырь, Л. А. Коледов, Ю. И. Щетинин.—М.: Радио и связь, 1987.—216 с.
58. **Тихонов В. И.** Оптимальный прием сигналов.—М.: Радио и связь, 1983.—320 с.
59. **Трифонов А. П., Шинаков Ю. С.** Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех.—М.: Радио и связь, 1986.—264 с.
60. **Тузов Г. И.** Статистическая теория приема сложных сигналов.—М.: Сов. радио, 1977.—400 с.
61. **Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н.** Статистическая теория измерительных радиосистем.—М.: Радио и связь, 1981.—288 с.
62. **Федорков Б. Г., Телец В. А., Дегтяренко В. П.** Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи.—М.: Радио и связь, 1984.—121 с.
63. **Цифровые системы фазовой синхронизации** / М. И. Жодзишский, С. Ю. Сила-Новицкий, В. А. Прасолов и др.; Под ред. М. И. Жодзишского.—М.: Сов. радио, 1980.—208 с.
64. **Цифровые фильтры и устройства обработки сигналов на интегральных микросхемах** / Ф. Б. Высоцкий, В. И. Алексеев, В. Н. Пачин и др. / Под ред. Б. Ф. Высоцкого.—М.: Радио и связь, 1984.—214 с.
65. **Шапиро Д. Н., Паин А. А.** Основы теории синтеза частот.—М.: Радио и связь, 1981.—264 с.
66. **Шило В. Л.** Популярные цифровые микросхемы.—М.: Радио и связь, 1987.—352 с.
67. **Шило В. Л.** Функциональные аналоговые микросхемы.—М.: Радио и связь, 1982.—128 с.
68. **Аналоговые и цифровые интегральные схемы** / С. В. Якубовский, Н. А. Барканов, Л. И. Ниссельсон / Под ред. С. В. Якубовского.—М.: 1985, 2-е изд., перераб. и дополн., 1984.—432 с.
69. **Aviziems A.** The methodology of fault-tolerant computing.—Proc. of the First U. S.—Japan Computer. Confer. 1972, 1972, P. 405—413.
70. **Барзилович Б. Ю.** Модели технического обслуживания сложных систем.—М.: Высшая школа, 1982.—231 с.
71. **Бородин В. В.** Определение оптимального периода тестового контроля для устройств с восстановлением.—М.: 1986.—27 с.—Деп. в НИИЭКР. 15.09.86, № 3.—7837.

72. **Бородин В. В.** Разработка метода оценки надежности микропроцессорных систем с учетом характеристик комплексной системы контроля.—М.: 1986.—23 с. Деп. в НИИЭКР. 19.09.86, № 3.—7822.
73. **Брюнин В. Н., Булатов М. Х.** Анализ надежности микроэлектронных систем при автоматизированном проектировании.—М.: Радио и связь, 1984.—205 с.
74. **Bobbio A.** Multi-State homogenous Markov models in reliability//Computer. 1980. Vol. 20, N 6.—P. 875-880.
75. **Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров/А.-И. К. Марцинкявичус. Э.-А. К. Багданскис, Р. Л. Пошюнас и др./Под ред. А.-И. К. Марцинкявичуса.**—М.: Радио и связь, 1988.—224 с.
76. **Гуляев В. А., Додонов А. Г., Телехов С. П.** Организация живучих вычислительных структур.—Киев: Наукова думка, 1982.—138 с.
77. **Дружинин Г. В.** Надежность автоматизированных систем.—М.: Энергия, 1977.—536 с.
78. **Исследование систем./Д. П. Северек, В. Кини, Р. Джуббани, Х. Беллис//ТИ-ИЭР.**—1978.—Т. 66. № 10.—С. 118—141.
79. **Калашников И. Д., Мазепа Р. Б.** Микропроцессоры и микроЭВМ в радиосистемах передачи информации.—М.: МАИ, 1989.—73 с.
80. **Kimk H.** Error detection recon-figuration and recovery in distributed processing systems//Proc. Intern. Conf. Distribut. Comp. Systems.—N.Y.—1979, P. 284-296.
81. **Кокс Д., Смит В.** Теория восстановления: Пер. с англ/Под ред. Ю. К. Беляева.—М.: 1967.—000 с.
82. **Контроль функционирования больших систем/Г. П. Шибанов, А. Е. Артеменко, А. А. Матешкин, Н. И. Циклинский/Под ред. Г. П. Шибанова.**—М.: Машиностроение, 1977.—354 с.
83. **Королюк В. С., Турбин А. Ф.** Математические основы фазового укрупнения сложных систем.—Киев: Наукова думка, 1978.—281 с.
84. **Левин Б. Р.** Теория надежности радиотехнических систем.—М.: Сов. радио, 1978.—262 с.
85. **Lee Y. H., Shin K.** Design and evaluation of a fault-tolerant multiprocessor using hardware recovery blocks//IEEE Trans.—1984.—Vol. C-33, N 2.—P. 113-124.
86. **Майерс Г.** Надежность программного обеспечения: Пер. с англ/Под ред. В. Ш. Кауфмана.—М.: Мир, 1980.—360 с.
87. **Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем; В 2 т./В.-Б. Б. Айрайтис, Н. Н. Аверьянов, А. И. Белоус и др. Под ред. В. А. Шахнова.**—М.: Радио и связь, 1988.—Т. 1. 368 с, т. 2. 368 с.
88. **Проектирование отказоустойчивых микропроцессорных информационно-измерительных систем/Б. Д. Волочий, И. Д. Калашников, Р. Б. Мазепа, Б. А. Мандзий.**—Киев: Наукова думка, 1986.—151 с.
89. **Shin K., Lee Y. H.** Error detection process model design and its impact on computer performance//IEEE Trans.—1984.—Vol. C-33, N 6.—P. 529-540.
90. **Rennels Davi D. A.** Fault-tolerant computing-concepts and examples//IEEE Trans.—1984.—Vol. C-33, N 12.—P. 1116-1129.
91. **Иванова В. Г.** Частотный детектор на цифровой линии задержки//Радиотехника, 1988, № 5. с. 40—41.
92. **Жодзишский М. И., Сила-Новицкий С. Ю.** Цифровые приемники широкополосных радиосигналов.—Радиотехника, 1988.—№ 3.—С. 7—12.
93. **Фомин А. Ф., Хорошавин А. И., Шелухин О. И.** Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы.—М.: Радио и связь, 1987.—248 с.
94. **Жодзишский М. И., Мухортов В. В., Сила-Новицкий С. Ю.** Анализ цифровых систем слежения за задержкой псевдослучайного сигнала, модулированного потоком двоичных символов информации.
95. **Жодзишский М. И., Нужнов С. С., Силаев А. Ф.** Цифровой прием двоичных символов.—Радиотехника, 1989.—№ 5.—С. 45—48.
96. **Комолов В. П., Трофименко И. Т.** Квантование фазы при обнаружении радиосигналов.—М.: Сов. радио, 1976.—224 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автокорреляционная функция 31
Автоматическая регулировка усиления (АРУ) 34, 189
Алгоритм амплитудный 152
— арктангенсный 158
— гнездовой 95
— двухтактный 135
— одноктактный 135
— Рейдера 88
— фазовый 150
Аналого-цифровой квадратурный преобразователь (АЦКП) 16
Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 18, 41
— — — параллельно-последовательный 43
— — — параллельный 19, 43
«Бабочка» 87
Блок дискретизации и квантования (БДК) 23
— логики 114, 176
— точности 110
Вальда процедура 109
Время перестройки частоты 69
— поиска 107
— суммирования 50
— установления 167
Входная смесь сигнала и помехи 14
Гармоники ложные 34
Генератор ПСП 22
Граница слова 185
Делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД) 45
— с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД) 71
Демодулятор амплитудный 183
— частотный 183
Детектор слова 185
Диапазон динамический по соседнему каналу 37
— синтезируемых частот 68
Диод с накоплением заряда (ДНЗ) 40
Дискрет квантования 23
— перестройка частоты 122, 146
Дискретизация асинхронная 29
— синхронная 29
Дискретное усредняющее устройство 120
— управление фазой 121
Дискретный фазовращатель 121, 172
— фазометр 23
Дискриминатор 110, 121
Закон распределения Рэлея 85
— — Рэлея-Райса 85
Запас устойчивости 123
«Запретные» частоты 160
Запоминающее устройство оперативное (ОЗУ) 53
— — постоянное (ПЗУ) 55
Измерение задержки 184
— частоты сигнала 187
Импульсно-фазовый детектор (ИФД) 39
Интерполяция 22
Качание задержки 130
Квадратурные компоненты входной смеси (комплексной огибающей; квадратуры) 15
Квадратурный детектор 98
Квантование 18
— бинарное 32
— мгновенных значений входной смеси 160
— рандомизированное 22
— трехуровневое 33
— четырехуровневое 33
Когерентная обработка 11
Код С/А 185
Компаратор 22
— цифровой 51
Комплексная огибающая 14
Коэффициент передачи дискриминатора (крутизна ДХ) 126
— энергетических потерь 32, 128, 136, 144, 151, 165, 178
Коэффициенты ошибок 124
— счета 145, 171
Линейные сглаживающие цепи 110, 118
Ложный захват 163

- Масштабный коэффициент 83
- множитель АЦП 31
- Мертвая зона 163, 190
- МикроЭВМ 24
- однокристалльная 58
- Модуляция амплитудная 190
- инверсная 134
- Напряжение задержки 189
- смещения (рандомизации) 22
- Непрерывный аналог 31
- Обработка вторичная 12
- первичная 12
- фазовая 113, 160
- Огибающая входной смеси 14
- Отношение сигнал-шум 107, 159
- — — на входе АЦП 32
- — — на символ информации 114
- Ошибка anomальная 81
- дискретности 85
- слежения 110
- смещения 115, 161
- установившаяся динамическая 124
- Параметр отслеживаемый 109
- Период дискретизации относительный 32
- Поиск двумерный 103
- циклический 106
- Полоса захвата 166
- пропускания 125
- удержания 166
- Порог 85
- Порядок астатизма 122
- Преобразователь код—фаза УГ 73
- Преселектор 30
- Производная ПСП 27
- Псевдослучайная последовательность (ПСП) 12
- — — с качанием задержки 28
- Псевдошумовой сигнал (ПШС) 12
- Режим поиска 167
- работы линейный 183
- — нелинейный 166, 181
- — релейный 182
- Свертка доплеровского сдвига 24
- ПСП 12
- Сигнал аналитический 14
- простой 11
- регулярный 111
- сложный 12
- случайный 114
- управляющий 24
- цифровой 9
- действительный 15
- комплексный 14
- фазовый 16
- Система вхождения в связь (СВС) 24, 80
- — — с линейной частотной модуляцией 100
- — — со сжатием масштаба времени 98
- «Джитидс» 13, 23, 30
- слежения за несущей (ССН) 24
- — за задержкой (ССЗ) 12
- фазовой синхронизации (СФС) 11
- Случай асинхронный 136
- синхронный 136
- Смещение ДХ 140
- Сумматор 48
- накопительный (накапливающий) 24, 50
- полный одноразрядный 48
- Схема Костаса 157
- с обратной связью по решению 157
- ускоренного переноса (СУП) 49
- Умножители 56
- Устройство добавления и исключения импульсов (УДИ) 121
- Устройство выборки и хранения (УВХ) 18, 39
- — — интегрирующее 19, 41
- Фаза начальная 160
- относительная 15
- полная 14
- Фазовая автоподстройка частоты (ФАП) 12
- Фазовые искажения 34
- Фазовый детектор 16
- — цифровой (ЦФД) 155, 175
- — — второго типа 156, 162
- — — модифицированный 163
- — — первого типа 156, 162
- Фильтр винеровский 118
- интерполирующий 183
- предшествующий однополосной 32, 178
- — прямоугольный 32, 177
- цифровой 112, 119
- — основной селекции (ЦФОС) 13, 30
- Фурье преобразование быстрое (БПФ) 85
- — дискретное (ДПФ) 84
- Характеристика амплитудно-частотная 123
- дискриминационная 115
- исходная ЦФД 158
- релейная 133, 158
- флюктуационная 115
- Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) 42
- — — перемножающий 44
- Цифровая радиоприемная система

ЦРПС) 9	— тактовая ПСП 22
Цифровой синтезатор отсчетов (ЦСО)	— центральная 16
24, 76	Частотная автоподстройка (ЧАП)
— частоты (ЦСЧ) 24, 68	24, 148
Частота качания задержки 130, 143	Шаг сетки частот 68
— опорная 15	Шум амплитудный 77
— повторения напряжения рандоми-	— фазовый 71
зации 143	— сигнальный 142
— регулирования 122	Энергетический потенциал 11

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Основные сокращения	4
Основные условные обозначения	5
Введение	9
1. Общие вопросы проектирования цифровых радиоприемных систем	11
1.1. Принимаемые сигналы, принципы их обработки	11
1.2. Переход от аналогового сигнала к цифровому	14
1.3. Примеры построения функциональных схем ЦРПС	24
1.4. Выбор числа уровней квантования	31
2. Элементная база	38
2.1. Устройства выборки и хранения (УВХ)	39
2.2. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи	41
2.3. Делители с переменным коэффициентом деления	45
2.4. Сумматоры, АЛУ, СУП	48
2.5. Накапливающие сумматоры	50
2.6. Схемы сравнения (цифровые компараторы)	51
2.7. Оперативные запоминающие устройства (ОЗУ)	53
2.8. Программируемые постоянные запоминающие устройства (ППЗУ)	54
2.9. Быстродействующие умножители	56
2.10. Микропроцессоры	58
3. Цифровые синтезаторы частоты	68
3.1. Характеристики и требования	68
3.2. Косвенные ЦСЧ	70
3.3. Двухуровневые прямые ЦСЧ	74
3.4. Гармонические прямые ЦСЧ	75
3.5. Спектры колебаний на выходе ЦСЧ	76
3.6. Пример проектирования косвенного ЦСЧ	78
3.7. Примеры проектирования прямых ЦСЧ	79
4. Цифровые системы вхождения в связь	80
4.1. Общая характеристика задачи вхождения в связь	80
4.2. Оптимальная цифровая система вхождения в связь	81
4.3. Цифровые способы вхождения в связь по частоте	83
4.4. Цифровые способы вхождения в связь по частоте и задержке	103
5. Общие вопросы проектирования цифровых замкнутых систем синхронизации	109
5.1. Схемы замкнутых систем синхронизации	109
5.2. Оптимальный дискриминатор	112
5.3. Характеристики дискриминаторов. Эквивалентные схемы систем	115
	207

5.4. Линейные сглаживающие цепи. Потенциальная точность сле- жения	118
5.5. Цифровые фильтры	119
5.6. Квазилинейный режим работы	121
6. Системы синхронизации и демодуляции ПШС	126
6.1. Аппаратные ССЗ с АЦП после аналогового дискриминатора	126
6.2. Аппаратные ССЗ с цифровым дискриминатором задержки	132
6.3. Аппаратно-программные ССЗ	134
6.4. Пример проектирования ССЗ	142
7. Системы частотной автоподстройки (ЧАП)	148
7.1. Общие сведения	148
7.2. Фазовый алгоритм	150
7.3. Амплитудный алгоритм	152
7.4. Сравнение амплитудного и фазового алгоритмов	154
8. Системы фазовой автоподстройки	155
8.1. Цифровые дискриминаторы	155
8.2. Дискриминационные характеристики	158
8.3. Флуктуационные характеристики	165
8.4. Нелинейный режим работы цифровой системы ФАП	166
8.5. Пример проектирования системы ФАП	168
9. Демодуляторы и системы символьной синхронизации	173
9.1. Замкнутые устройства синхронизации и демодуляции двоичных символов информации	173
9.2. Разомкнутые схемы демодуляторов	183
10. Устройства оценки параметров и нормирования уровня сигнала	184
10.1. Измерение времени прихода ПШС	184
10.2. Измерение частоты сигнала	187
10.3. Устройства нормирования уровня сигнала (цифровые устройства АРУ)	189
11. Отказоустойчивые ЦРПС	191
11.1. Проблема надежности ЦРПС радиосигналов. Общие принципы обеспечения их отказоустойчивости	191
11.2. Особенности функционирования и показатели надежности отказы- стойчивых ЦРПС	195
11.3. Модели для определения показателей надежности отказоустой- чивых ЦРПС	197
Список литературы	201
Предметный указатель	205

90 к.

„РАДИО И СВЯЗЬ”