

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

Кафедра радиотехнических устройств

В. А. Чердынцев, В. В. Дубровский

***СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ
С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА СИГНАЛОВ***

*Рекомендовано Учебно-методическим объединением
вузов Республики Беларусь по образованию
в области информатики и радиоэлектроники
в качестве учебно-методического пособия
для студентов учреждений, обеспечивающих получение
высшего образования по специальности
«Радиотехника» (по направлениям)*

Минск БГУИР 2009

УДК 621.391(075.8)
ББК 32.811.3я7
Ч-45

Р е ц е н з е н т ы:

доктор технических наук, профессор С. Р. Гейстер;
заведующий кафедрой телекоммуникационных систем ВГКС,
кандидат технических наук, доцент К. И. Пирогов

Чердынцев, В. А.

Ч-45 Системы передачи информации с расширением спектра сигналов :
учеб.-метод. пособие / В. А. Чердынцев, В. В. Дубровский. – Минск :
БГУИР, 2009. – 130 с. : ил.
ISBN 978-985-488-409-7

В пособии с единых позиций рассмотрены методы статистического синтеза и оптимизации систем передачи информации с расширением спектра сигнала.

Согласно действующей программе изложены общие сведения об информационных системах, основах статистической радиотехники, критериях синтеза оптимальных устройств обработки сигналов с расширенным спектром. Определены алгоритмы оценки дискретно-непрерывных параметров информационных сообщений на фоне помех.

Дана методика оценки помехоустойчивости приёма, приведены характеристики качества основных систем передачи информации с расширением спектра.

УДК 621.391(075.8)
ББК 32.811.3я7

ISBN 978-985-488-409-7

© Чердынцев В. А., Дубровский В. В., 2009
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2009

Перечень условных обозначений

АКФ	– автокорреляционная функция
АМ	– амплитудная модуляция
АМн	– амплитудная манипуляция
Г	– генератор (гетеродин)
ГОС	– генератор опорного сигнала
ГС	– генератор сигнала
ГТИ	– генератор тактовых импульсов
ГУН	– генератор, управляемый напряжением
Д	– дискриминатор (детектор)
ДМ	– двухпараметрическая модуляция
ДХ	– дискриминационная характеристика
ДЧМ	– дискретная частотная модуляция
ИС	– источник сообщения
КД	– квадратичный детектор
КЧ	– коммутатор частот
ЛЗ	– линия задержки
ЛЧМ	– линейная частотная модуляция
М	– модулятор
НЭ	– нелинейный элемент
Огр	– ограничитель
ОМ	– однопараметрическая модуляция
ОНФ	– оптимальный нелинейный фильтр
ОСДП	– обратная связь по дискретному параметру
ОФМ	– относительная фазовая манипуляция
П	– перемножитель
ПРВ	– плотность распределения вероятности
ПСП	– псевдослучайная последовательность
ПСС	– псевдослучайный сигнал
ПУ	– пороговое устройство
ПФ	– полосовой фильтр
РСОС	– регистр сдвига с обратными связями

РТР	– радиотехническая разведка
РУ	– решающее устройство
РЭС	– радиоэлектронная информационная система
РЭС ПИ	– РЭС передачи информации
РЭП	– радиоэлектронное противодействие
СВО	– средняя вероятность ошибки
СД	– синхронный демодулятор (детектор)
СПИ	– система передачи информации
СС	– система связи
ССЗ	– схема слежения за задержкой
СФ	– согласованный фильтр
ТЦФ	– трансверсальный цифровой фильтр
УЛЗ	– управляемая линия задержки
УО	– усилитель-ограничитель
УПОС	– устройство приёма и обработки сигнала
УС	– устройство синхронизации (синхронного отклика)
УУ	– устройство управления
УФ	– узкополосный фильтр
УФВ	– управляемый фазовращатель
УЭ	– управляющий элемент
Ф	– фильтр
ФАПЧ	– фазовая автоподстройка частоты
ФВ	– фазовращатель
ФД	– фазовый дискриминатор (детектор)
ФМ	– фазовая модуляция
ФМн	– фазовая манипуляция
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ЧВМ	– частотно-временная матрица
ЧД	– частотный дискриминатор
ЧМ	– частотная модуляция
ЧМн	– частотная манипуляция
ШПС	– шумоподобный сигнал
ШСС	– широкополосная система связи

Предисловие

Одним из основных путей обеспечения помехозащищённости систем передачи информации (СПИ), функционирующих в условиях действия сосредоточенных во времени и по частоте помех, включая взаимные помехи, является использование сигналов с расширением спектра, или шумоподобных сигналов (ШПС). В данном пособии особое внимание уделено структурному синтезу СПИ на основе сигналов, формируемых методом непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП), а также на основе сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

Изложена методика статистического анализа оптимальных алгоритмов обработки сигналов и приведены примеры построения устройств синхронизации и выделения дискретной информации в широкополосных системах радиосвязи.

Рассмотрены вопросы повышения помехозащищённости систем передачи информации в каналах с негауссовскими помехами.

Пособие подготовлено в соответствии с программой курса «Системы передачи информации с расширением спектра сигналов» для студентов специальности 1-39 01 01 «Радиотехника». Пособие также может быть использовано студентами, обучающимися по специальностям радиотехнического профиля.

ГЛАВА 1

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА СИГНАЛОВ МЕТОДОМ МОДУЛЯЦИИ НЕСУЩЕЙ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ

1.1 Основные принципы и методы расширения спектров сигналов

При разработке современных систем передачи информации встаёт проблема обеспечения надёжной связи в условиях организованных и непреднамеренных помех, многолучевого распространения радиоволн, а также осуществления многостанционного доступа при работе в пакетных сетях связи. Наилучшие результаты в указанных условиях могут быть получены при использовании в СПИ сигналов с расширением спектра. Основные принципы известных методов расширения спектра сигналов, отражающие их физическую сущность, можно сформулировать так: *расширение спектра сигнала есть способ передачи, при котором сигнал занимает полосу частот более широкую по сравнению с полосой, минимально необходимой для передачи информации; расширение полосы частот сигнала обеспечивается специальным кодом, который не зависит от передаваемой информации; для последующего сжатия полосы частот сигнала и восстановления данных в приёмном устройстве также используется специальный код, аналогичный коду в передатчике СПИ и синхронизированный с ним* [1]. Таким образом, способ передачи информации с расширением спектра заключается в следующем: на передающей стороне – в одновременной и независимой модуляции параметров сигнала специальным кодом (функцией, расширяющей спектр) и передаваемым сообщением; на приёмной стороне – в синхронной демодуляции сигнала с расширяющей спектр функцией и восстановлением переданного сигнала [2].

Принципы расширения спектра сигналов в общем виде были известны уже в 20–30-х гг. XX века. Теоретической базой для разработки СПИ с такими сигналами стала фундаментальная формула Шеннона для пропускной способности канала связи [1]:

$$C = W_s \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_n} \right), \quad (1.1)$$

которая, характеризуя предельные возможности гауссовского канала, кардинальным образом расширяет представление о возможности передачи информации по каналам радиосвязи с ограниченным по полосе аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ).

Из (1.1) следует, что пропускная способность C (бит/с) канала радиосвязи, после того как она задана, в условиях действия аддитивной гауссовской помехи (шума) с ограниченной средней мощностью P_n (Вт) может быть обеспечена либо использованием широкой полосы частот W_s (Гц) с малым отношением сигнал-помеха P_s/P_n , либо – узкой полосы частот W_s (Гц) с более высоким отношением сигнал-помеха P_s/P_n , где P_s – средняя мощность сигнала. Следовательно, между полосой пропускания канала W_s и отношением сигнал-помеха P_s/P_n в этом канале возможен взаимообмен. В соответствии с зависимостью (1.1) наиболее целесообразным является обмен мощности сигнала на полосу пропускания канала. Например, требуется обеспечить пропускную способность $C = 16 \cdot 10^3$ бит/с при отношении сигнал-помеха $P_s/P_n = 10^{-2}$. На основе (1.1) канал радиосвязи должен иметь полосу $W_s = 1,12$ МГц. При большем отношении сигнал-помеха, например, $P_s/P_n = 10$ пропускная способность канала радиосвязи $C = 16 \cdot 10^3$ бит/с может быть реализована достаточно узкой полосой частот $W_s = 1$ кГц. Формула (1.1) указывает и на то, что при заданном отношении сигнал-помеха в канале радиосвязи с АБГШ пропускная способность может быть увеличена путем соответствующего расширения спектра сигнала W_s .

При малых отношениях сигнал-помеха P_s/P_n выражение (1.1) принимает вид

$$C = 1,44 \cdot W_s \frac{P_s}{P_n}, \quad (1.2 \text{ a})$$

где 1,44 – модуль перехода от двоичных логарифмов к натуральным.

В случае больших отношений P_s/P_n из (1.1) с хорошим приближением следует, что

$$C \approx W_s \log_2 \left[\frac{P_s}{P_n} \right]. \quad (1.2 \text{ б})$$

Предельное значение пропускной способности C для гауссовского канала радиосвязи имеет при $W_s \rightarrow \infty$:

$$\lim_{W_s \rightarrow \infty} C = \frac{P_s}{P_n} \log_2 e, \quad (1.2 \text{ в})$$

где N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности белого шума.

Выражение (1.2 в) указывает на то, что в канале с шумами даже в предельном случае, при $W_s \rightarrow \infty$, отношение сигнал-помеха $q^2 = P_s T / N_0$ должно превышать определённое пороговое значение. Так, для передачи бита информации требуемая энергия сигнала $P_s T > N_0 \log_2 e = N_0 \ln 2 = 0,69 N_0$ (или $q^2 > 0,69$) [1].

Если пропускная способность равна требуемой скорости передачи информации R_X , то из (1.1) и (1.2 а, 1.2 б, 1.2 в) видно, что при $W_s > R_X$ канал радиосвязи может работать при значительном превышении мощности помехи P_n над мощностью полезного сигнала P_s . Поэтому методы расширения спектра сигналов находят широкое применение в специальных СПИ, которые должны обеспечивать надёжную связь в условиях радиоэлектронного подавления (РЭП).

Расширение спектра может осуществляться на основе изменения (модуляции) амплитуды, фазы, частоты и временного положения (задержки) сигнала в соответствии со специальным кодом, формируемым на основе псевдослучайной последовательности.

Амплитудная модуляция для формирования сигнала с расширением спектра, как правило, не применяется, так как в этом случае формируется сигнал с большим значением пиковой мощности и сравнительно легко обнаруживается приёмниками станций радиотехнической разведки (РТР) [1].

Метод расширения спектра за счёт модуляции временного положения (задержки) сигнала, так называемый метод псевдослучайной временноимпульсной модуляции (ПВИМ), из-за относительно низкой помехозащищённости самостоятельного применения не находит. При ПВИМ расширение спектра достигается путём сжатия информационного сигнала во временной области. Сокраще-

ние времени передачи каждого информационного сигнала в n раз приводит к расширению спектра сигнала в n раз и уменьшает до $1/n$ общее время передачи. Информация передаётся только в заданные интервалы времени, которые следуют друг за другом в соответствии с выбранным кодом. При использовании метода ПВИМ, как и метода расширения спектра за счет амплитудной модуляции, имеет место большой пик-фактор, что приводит к нерациональному расходованию мощности передатчика СРС [1].

Основными методами расширения спектра сигналов, широко применяемыми в современных СПИ, системах управления и распределения информации, являются:

- *непосредственная модуляция несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП);*
 - *псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ);*
 - *совместное (комплексное) использование различных методов;*
- (например, метода непосредственной модуляции несущей ПСП и метода ППРЧ; метода ППРЧ и метода ПВИМ и другие сочетания).

1.2 Метод непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью

Указанные выше методы расширения спектра, их основные свойства и характеристики детально изложены в книге [2]. Остановимся на основных свойствах метода расширения спектра сигналов путём непосредственной модуляции несущей ПСП. Данный метод модуляции несущей называют прямым расширением спектра сигналов с помощью ПСП. С целью сокращения написания и сохранения преемственности будем называть системы радиосвязи с расширением спектра сигналов методом модуляции несущей ПСП широкополосными (шумоподобными) СПИ или СПИ с широкополосными (шумоподобными) сигналами (ШПС).

В указанном методе расширение спектра достигается непосредственной модуляцией несущей частоты (как правило, двоичной) псевдослучайной последовательностью. В последнем случае сигналы называются фазоманипулированными широкополосными сигналами (ФМ ШПС). Они формируются путём умножения сигнала несущей на ПСП с тактовой частотой, намного превышающей ширину полосы частот информационного сигнала.

Так как ФМ ШПС представляют собой последовательность радиоимпульсов, фаза q_k которых меняется по заданному закону, то ФМ ШПС, без учёта информационной последовательности $X(t)$, можно записать в виде

$$s(t) = \sum_{k=l}^L u[t - (k-l)t_u] \cos[w_0 t + q_k + q_0], \quad (1.3)$$

где $u(t)$ – функция единичного скачка (Хевисайда):

$$u[t - (k-l)t_u] = \begin{cases} 1 & \text{при } (k-l)t_u \leq t \leq kt_u, \\ 0 & \text{при } t < (k-l)t_u, t > kt_u; \end{cases} \quad (1.4)$$

w_0 – несущая частота; t_u – длительность элемента ПСП; L – число элементов ПСП на длительности бита информации ($L = T_b/t_u$); q_0 – начальная фаза сигнала ($q_0 \in [0; 2\pi]$).

Из-за простоты реализации устройства генерации ФМ ШПС широкое распространение получила бинарная манипуляция, при которой $q_k = a_k p$, $a_k \in \{0; 1\}$. Учитывая, что $\cos[w_0 t + p + q_0] = -\cos[w_0 t + q_0]$, выражение для сигнала с двоичной фазовой манипуляцией (ФМн) примет вид

$$s(t) = \sum_{k=1}^L (-1)^{a_k} u[t - (k-1)t_u] \cos[w_0 t + q_0]. \quad (1.5)$$

Из (1.5) следует, что расширяющая спектр сигнала функция

$$g(t) = (-1)^{a_k} u[t - (k-1)t_u] \quad (1.6)$$

состоит из последовательности положительных и отрицательных импульсов. Форма этих импульсов, т. е. элементарных сигналов, *необязательно должна быть прямоугольной*; последовательность амплитуд сигнала $b_k = (-1)^{a_k}$ называется кодовой последовательностью. Существуют различные способы выбора кодовой последовательности и соответственно функции $g(t)$.

При передаче трёх информационных бит $\{a_1 = 1; a_2 = 0; a_3 = 1\}$ с длительностью одного бита $T_b = 1$ с в передатчике осуществляется умножение информационной последовательности $X(t) = \{(-1)^{a_k}\}$, $k = 1, 2, 3$ на расширяющую спектр функцию $g(t)$ (рисунок 1.1).

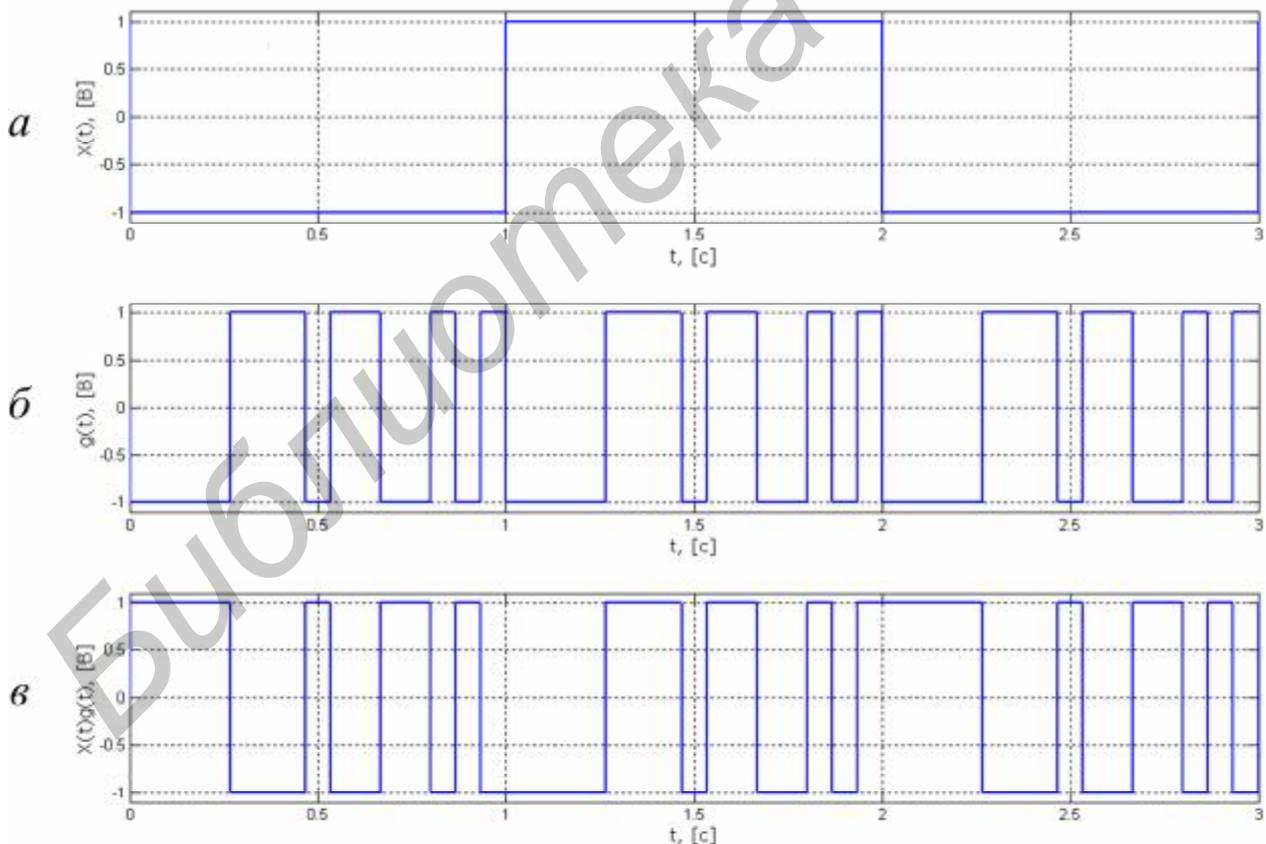


Рисунок 1.1

На рисунке 1.1: a – информационная последовательность, состоящая из трёх бит; b – расширяющая спектр последовательность длиной $L = 15$; c – ФМ ШПС.

При прямоугольной форме символов информационной последовательности двоичный ФМ ШПС на длительности одного бита можно описать выражением

$$s(t) = aX(t)g(t)\cos[w_0t + q_0], \quad (1.7)$$

где $a = \sqrt{2P_s}$ – амплитуда сигнала, P_s – мощность сигнала.

Преобразование Фурье от функции $X(t)$ позволяет получить спектральную плотность

$$S_X(f) = \int_0^{T_b} \exp[-j\omega t] dt = T_b \exp\left[-\frac{j\omega T_b}{2}\right] = T_b \frac{\sin[p f T_b]}{p f T_b}. \quad (1.8)$$

Спектральная плотность мощности информационных данных с учётом (1.8) описывается выражением

$$G_X(f) = \frac{|S_X(f)|^2}{T_b} = T_b \left(\frac{\sin(p f T_b)}{p f T_b} \right)^2. \quad (1.9)$$

Для определения спектральной плотности мощности произведения $X(t)g(t)$ при $X(t) = 1$ получим сначала корреляционную функцию для псевдослучайного сигнала $g(t)$. Предельным случаем псевдослучайного сигнала является случайный сигнал, принимающий независимые значения $+1$ или -1 через интервалы времени t_u с вероятностями $p = q = 1/2$. Для определения функции корреляции $R(t) = \langle g(t)g(t-t) \rangle$ рассмотрим два сечения в моменты t_1 и t_2 . Обозначим $t_2 - t_1$ через t и найдем математическое ожидание произведения $g(t_1)g(t_2 + t)$. Если $t > t_u$, то данные сечения принадлежат разным тактовым интервалам и поэтому являются статистически независимыми. Математическое ожидание произведения в этом случае равно произведению математических ожиданий, каждое из которых равно нулю. При $t < t_u$ возможны две гипотезы: H_1 – отсчёты принадлежат одному временному интервалу и тогда $g(t_1)g(t_2 + t) = 1$; H_2 – отсчёты принадлежат разным интервалам и $g(t_1)g(t_2 + t) = -1$ с равной вероятностью принимает значения ± 1 , и поэтому

условное среднее значение равно нулю. Следовательно, полное математическое ожидание

$$\langle g(t_1)g(t_2 + t) \rangle = p(H_1)\langle g(t_1)g(t_2 + t) | H_1 \rangle + p(H_2)\langle g(t_1)g(t_2 + t) | H_2 \rangle. \quad (1.10)$$

Гипотеза H_1 имеет место, если первый временной отсчёт отстоит от начала тактового импульса на величину, не превосходящую $t_u - |t|$. Вероятность этого события равна $1 - |t|/t_u$. Отсюда следует, что для случайной последовательности функция корреляции

$$R_X(t) = \begin{cases} 1 - \frac{|t|}{t_u}, & |t| < t_u; \\ 0, & |t| \geq t_u. \end{cases} \quad (1.11)$$

График функции $R(t)$ представлен на рисунке 1.2.

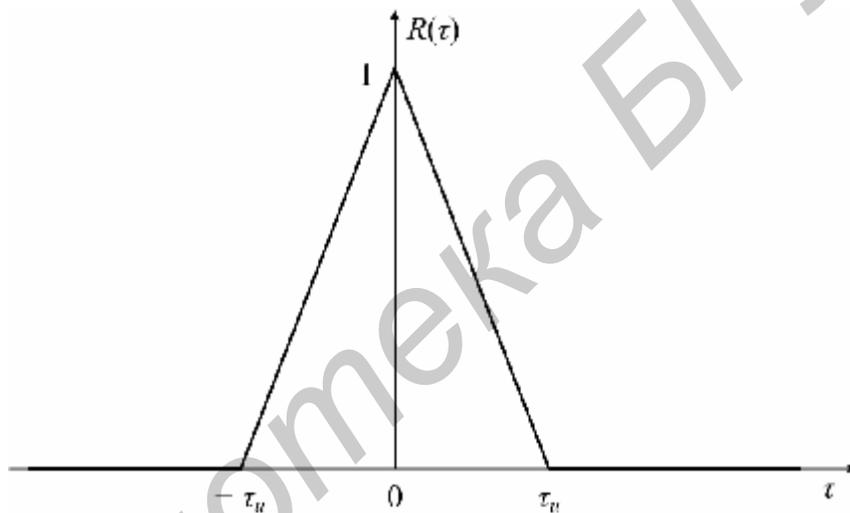


Рисунок 1.2

Спектральная плотность мощности $G_g(f)$ централизованного случайного процесса согласно теореме Хинчина–Винера является преобразованием Фурье от корреляционной функции

$$\begin{aligned} G_g(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} R(t) \exp[-j2pft] dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 - \frac{|t|}{t_u}\right) \exp[-j2pft] dt = \\ &= 2 \int_0^{t_u} \left(1 - \frac{t}{t_u}\right) \cos[2pft] dt = t_u \frac{\sin(pft_u)}{pft_u}. \end{aligned} \quad (1.12)$$

Таким образом, при использовании в качестве расширяющей спектр функции случайного сигнала $g(t)$ спектральная плотность мощности произведения $X(t)g(t)$ определяется выражением (1.11).

На рисунке 1.3 изображены спектральные плотности мощности информационных данных $G_X(f)$ (1.9) и бинарного ФМ ШПС $G_g(f)$ (1.11).

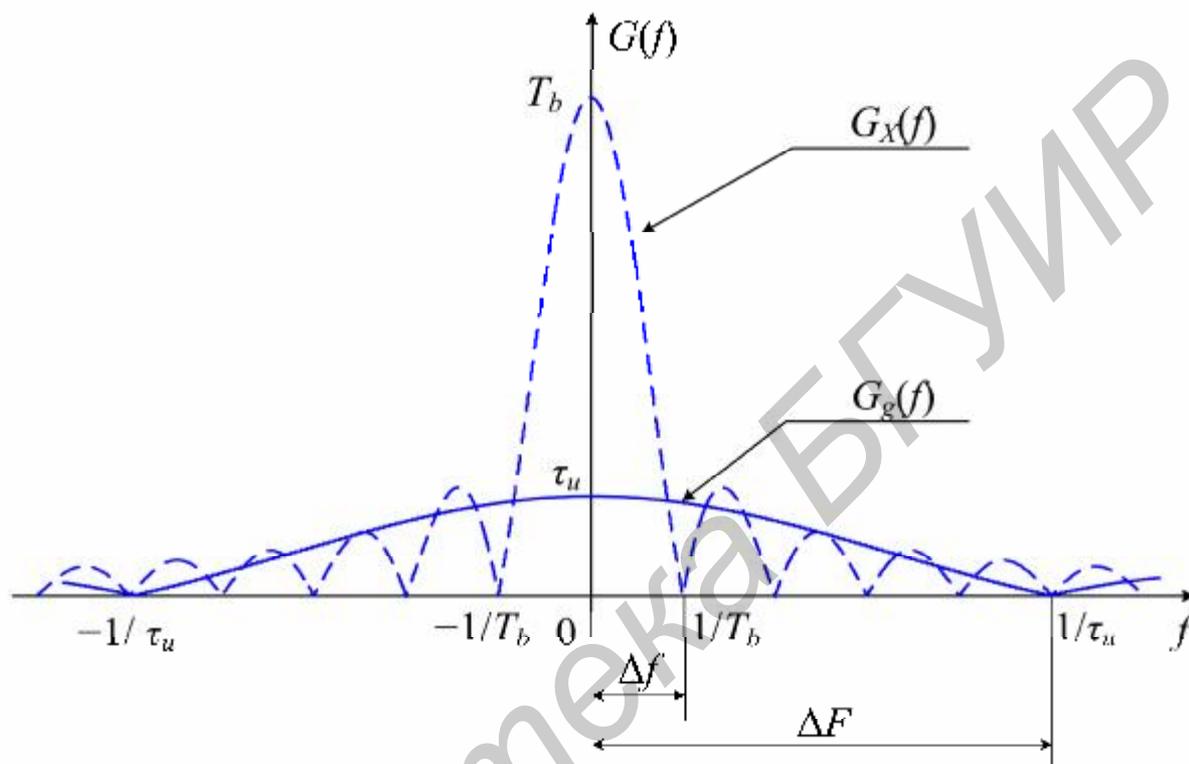


Рисунок 1.3

В дальнейшем рассматриваются сигналы со спектром, расширенным с помощью ПСП, для которых длительность кодового элемента ПСП t_u в целое число раз меньше длительности информационного символа T_b . Если $T_b = Lt_u$, где целое число L показывает, сколько кодовых элементов ПСП укладывается в одном информационном символе, то ширина спектра сигнала $s(t)$ в основной полосе частот в L раз больше полосы частот информационного символа (бита информации).

Обычно используемые в СПИ с ФМ ШПС псевдослучайные последовательности имеют период $L = T_b/t_u$. Однако в СПИ с ФМ ШПС могут применяться ПСП с периодами намного больше L .

1.3 Типовые структурные схемы систем радиосвязи с фазоманипулированными шумоподобными сигналами

Упрощенная схема устройства формирования ФМ ШПС приведена на рис. 1.4.

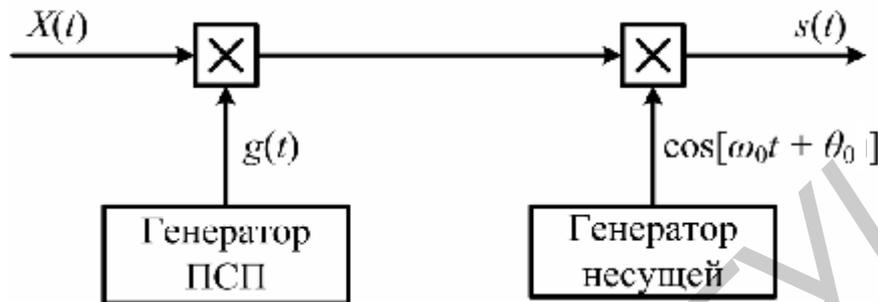


Рисунок 1.4

Информационный бит умножается на бинарную псевдослучайную последовательность, затем полученное произведение $X(t)g(t)$ умножается на $\cos[\omega_0 t + q_0]$ и передатчик излучает сигнал вида (1.7)

$$s(t) = aX(t)g(t)\cos[\omega_0 t + q_0].$$

Оптимальным приемником для двоичной СПИ с ФМ ШПС в условиях действия ограниченного по спектру АБГШ является когерентный корреляционный приемник. На рисунке 1.5 изображена структурная схема приёмного устройства псевдошумовой двоичной СПИ с ФМ ШПС.

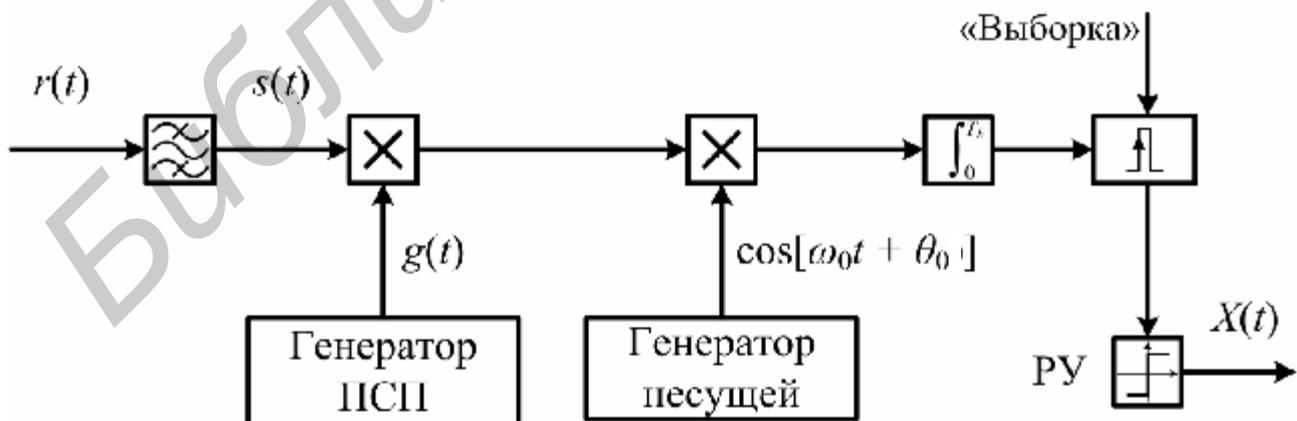


Рисунок 1.5

На приемной стороне широкополосный сигнал $s(t)$ умножается на точную копию псевдослучайной последовательности $g(t)$, используемой в передатчике СПИ. Поскольку произведение $g(t)g(t) = g^2(t) = 1$, то на выходе кодового демодулятора будем иметь восстановленный сигнал сообщения

$$s(t) = aX(t) \cos[w_0 t + q_0]. \quad (1.13)$$

В результате дальнейшей демодуляции сигнала $s(t)$ (1.12) решающее устройство выдает оценку информационной последовательности $X^*(t)$. Типичное решающее правило для двоичной СРС с ФМ ШПС имеет вид

$$X^*(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } J(T_b) \geq 0; \\ 0, & \text{если } J(T_b) < 0. \end{cases} \quad (1.14)$$

Здесь $J(T_b)$ – значение корреляционного интеграла, являющегося случайной величиной.

Приёмник ФМ ШПС одновременно с восстановлением информационной последовательности обеспечивает и ослабление ограниченных по спектру помех. Предположим, что в канале радиосвязи на полезный сигнал накладывается сосредоточенная по спектру помеха $y(t)$ (рисунок 1.6, а), т. е. на приёмник поступает аддитивная смесь полезного сигнала и помехи:

$$r(t) = aX(t) \cos[w_0 t + q_0] + y(t). \quad (1.15)$$

Умножение на псевдослучайную последовательность преобразует сигнал $s(t)$ с шириной полосы W_s в сигнал с шириной полосы Δf , равной ширине спектра информационного символа, в то же время спектр помехи $y(t)$ расширяется и распределяется в полосе W_s , превышающей полосу частот Δf (рисунок 1.6, б). Последующая операция полосовой фильтрации выделяет полезный сигнал и устраняет большую часть спектра помехи, лежащего за пределами полосы пропускания частот информационного символа. Мера ослабления помехи при таком приёме оценивается коэффициентом расширения спектра (выигрышем при обработке, запасом помехоустойчивости).

На рисунке 1.6 изображены спектры сосредоточенной помехи и сигнала на входе (а) и выходе (б) приёмного устройства СПИ с ФМ ШПС.

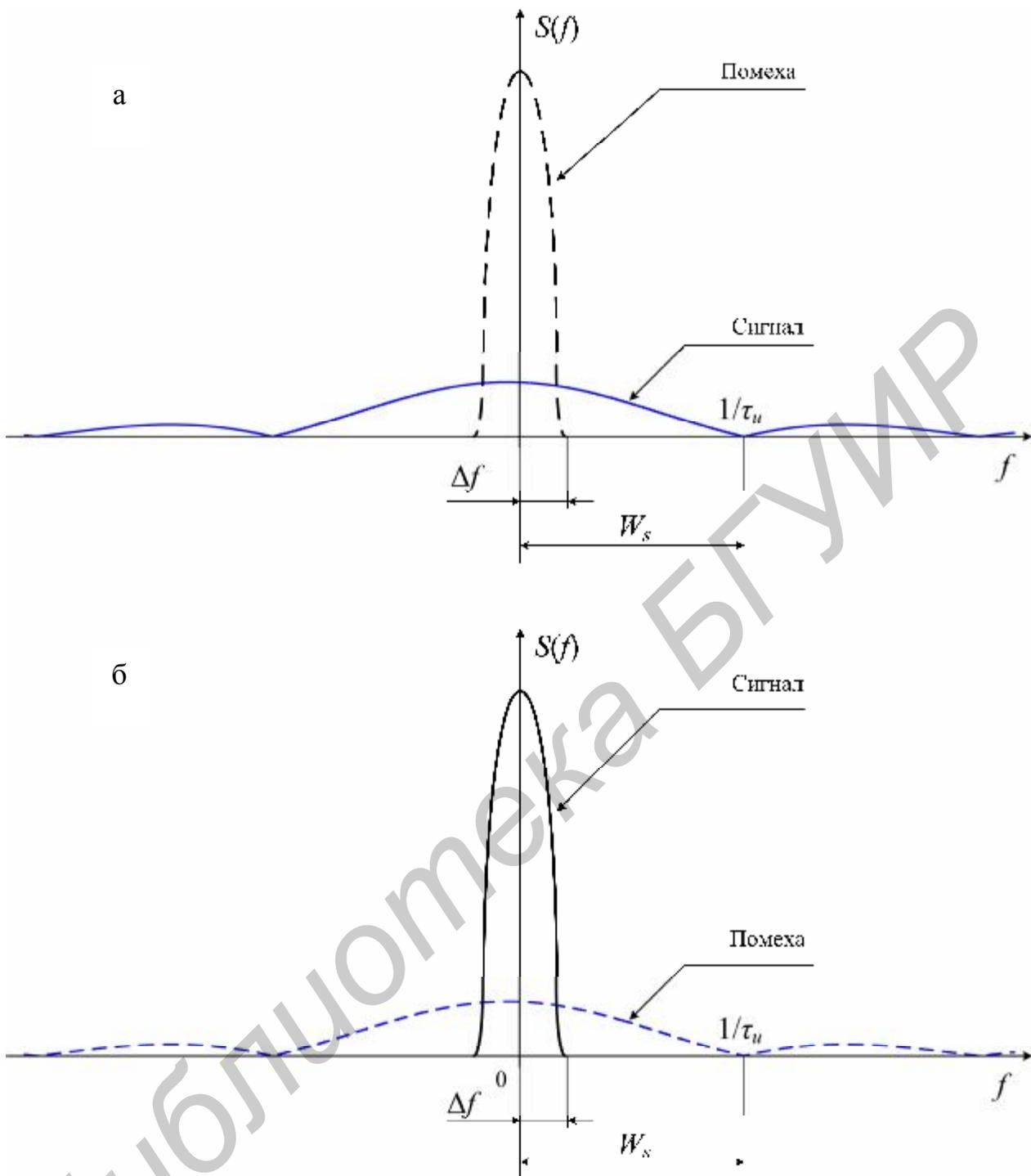


Рисунок 1.6

Коэффициент расширения спектра сигнала характеризует меру увеличения отношения сигнал-помеха в результате свёртывания (сжатия) расширенной полосы частот радиосигнала и приведения ее к полосе частот информационного сигнала.

В результате обработки сигналов в СПИ с расширением спектра отношение сигнал-помеха q определяется из выражения

$$q = \frac{\langle J(T_b) \rangle^2}{\langle J^2(T_b) \rangle} = \frac{E_s N_s}{E_y n_X}, \quad (1.16)$$

где $\langle J \rangle$, $\langle J^2 \rangle$ – математическое ожидание и дисперсия случайной величины $J(T_b)$ на выходе коррелятора; E_s , E_y – энергия сигнала и помехи, соответственно; N_s – размерность пространства расширенного сигнала; n_X – размерность пространства информационного символа.

Как следует из (1.16), независимо от стратегии постановки помех с ограниченной мощностью отношение сигнал-помеха в результате обработки увеличивается на величину N_s/n_X , которая определяет коэффициент расширения спектра сигнала.

Параметр N_s представляет собой размерность расширенного радиосигнала с длительностью T и шириной полосы частот W_s :

$$N_s = 2W_s T, \quad (1.17)$$

а параметр n_X – размерность информационного символа с длительностью T и минимальной шириной полосы F_s :

$$n_X = 2F_s T. \quad (1.18)$$

На основе (1.17) и (1.16) получаем выражение для коэффициента расширения спектра сигнала:

$$K_s = \frac{N_s}{n_X} = \frac{W_s}{F_s}. \quad (1.19)$$

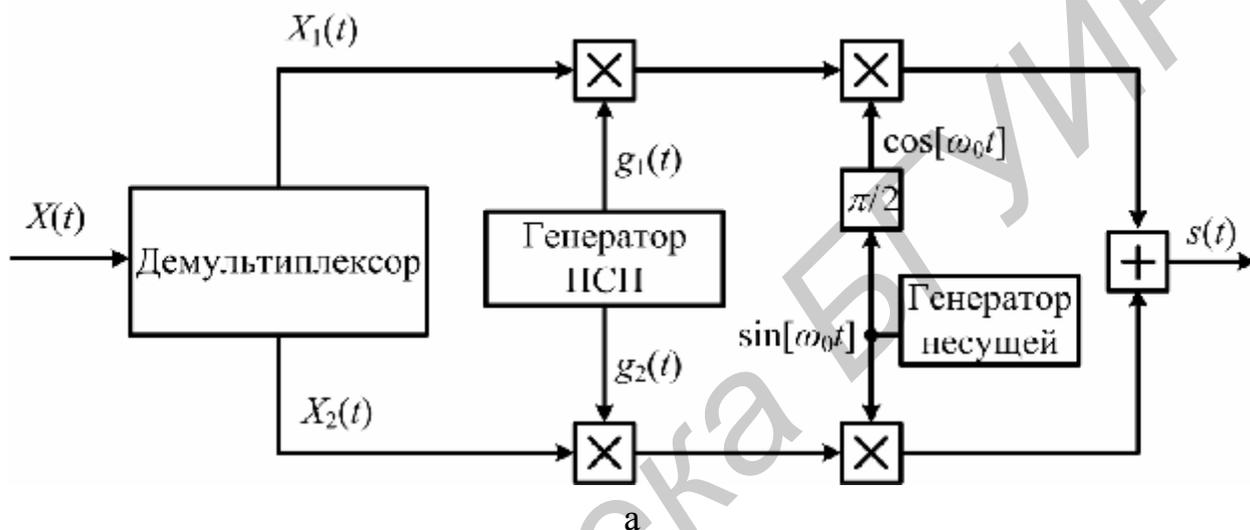
Если расширенный радиосигнал ограничен полосой $1/t_u$, а информационный символ – $1/T_b$, то

$$K_s = \frac{T_b}{t_u} = L. \quad (1.20)$$

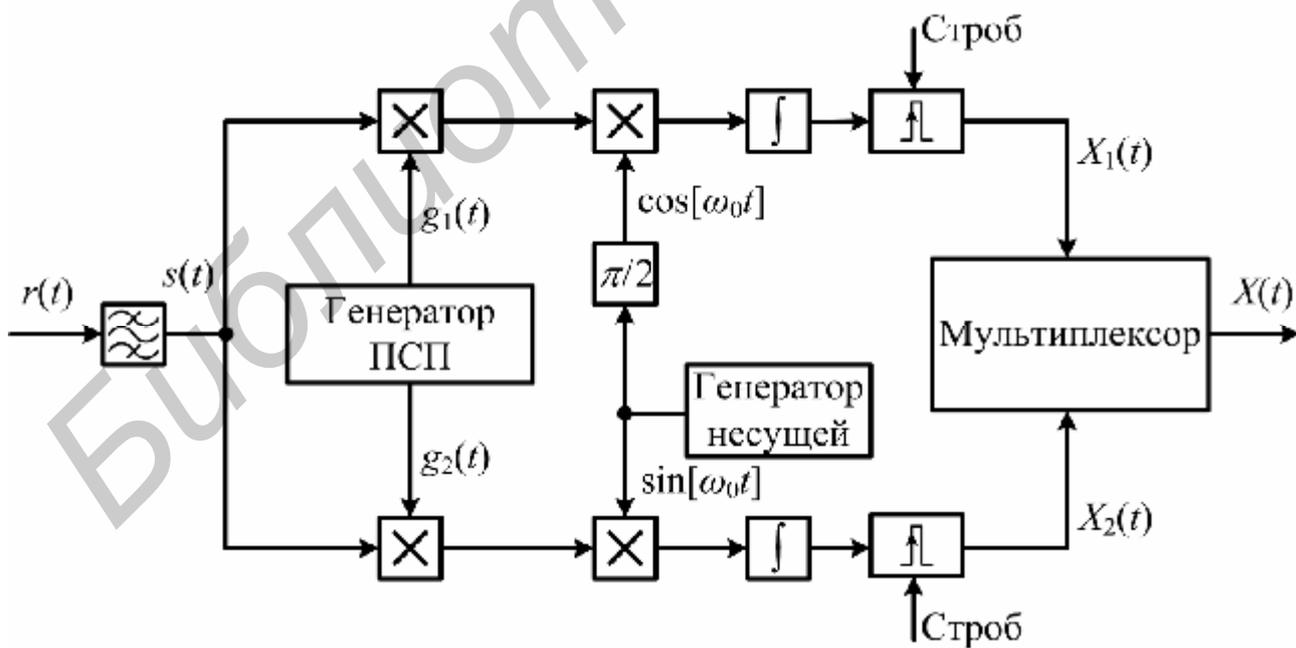
Коэффициент расширения спектра K_s непосредственно связан с другим важным понятием, таким, как база сигнала B_s , которую принято определять отношением расширенной полосы радиосигнала W_s к скорости передачи информации R_X . При условии, что $R_X = F_s$, коэффициент расширения спектра

сигнала K_s равняется базе сигнала B_s . Таким образом, при приёме ФМ ШПС с базой B_s происходит ослабление влияния сосредоточенных по спектру помех примерно в базу раз.

На практике находят применение более сложные структурные схемы ФМ ШПС. Так, например, на рисунке 1.7 изображена структурная схема с квадратурной фазовой модуляцией, для формирования сигналов в которой используются две кодовые ПСП $g_1(t)$ и $g_2(t)$, а также квадратурные составляющие одной и той же несущей частоты.



а



б

Рисунок 1.7

Каждый элемент из пары смежных символов информационной последовательности взаимодействует только со своей кодовой ПСП и соответственно со своей квадратурной составляющей несущей. Излучаемый сигнал при квадратурной псевдослучайной модуляции можно записать в следующем виде:

$$s(t) = \sqrt{2P_s} X_1(t) g_1(t) \cos[\omega_0 t + q_0] + \sqrt{2P_s} X_2(t) g_2(t) \sin[\omega_0 t + q_0].$$

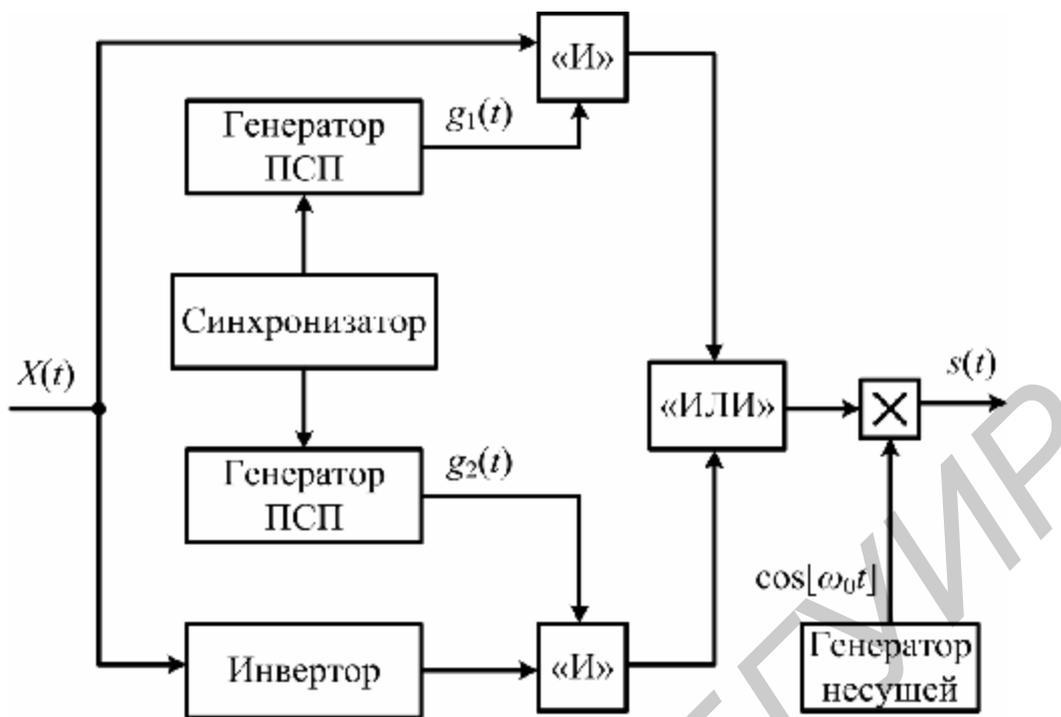
На приёмной стороне СПИ с помощью опорного колебания генератора ПСП производится свёртка ФМ ШПС за счёт перемножения на синхронизированные ПСП и последующая фазовая демодуляция квадратурных составляющих. Окончательное восстановление информационной последовательности осуществляется путём соответствующего выбора сигналов на выходах фазовых демодуляторов.

Квадратурная фазовая модуляция обеспечивает повышение помехоустойчивости СПИ по сравнению с двоичной ФМ.

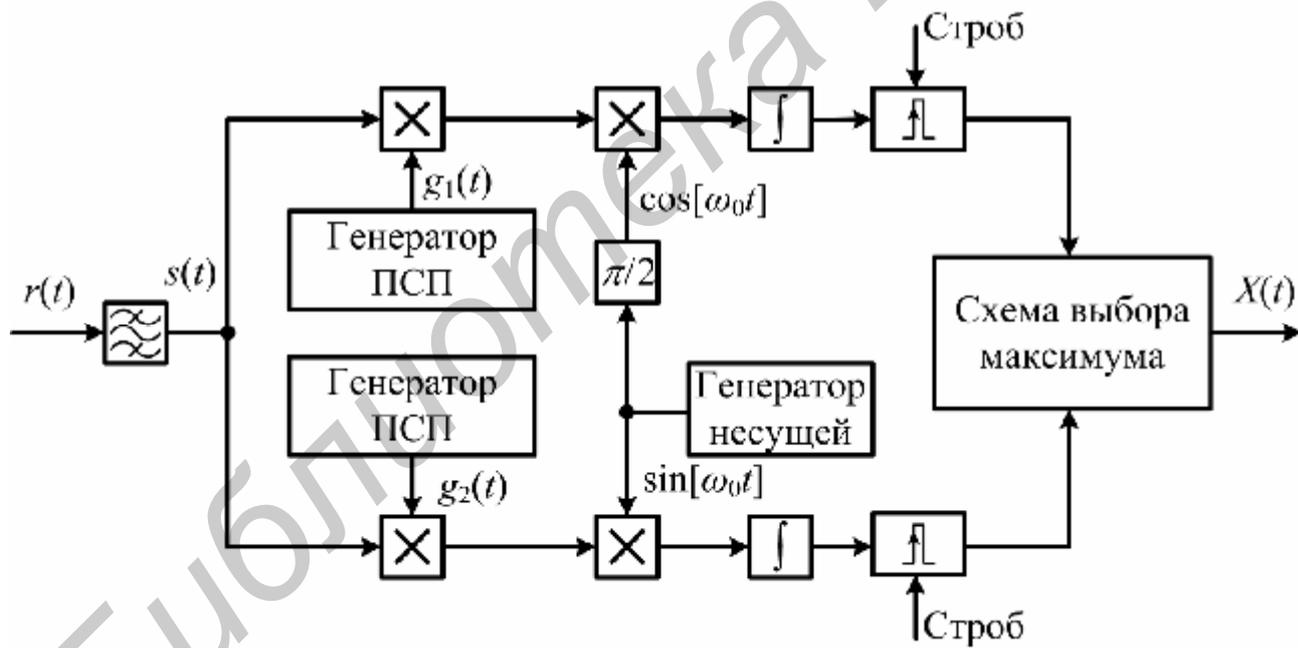
Другим примером является *структурная схема широкополосной СПИ с бинарно-фазовым кодированием несущей частоты*, изображенная на рисунке 1.8, а, б.

На передающей стороне СПИ информационные символы сообщения кодируются двумя квазиортогональными ПСП. На приёмной стороне каждый принятый сигнал одновременно обрабатывается с помощью двух опорных генераторов ПСП. Выходной сигнал появится только в том канале обработки, для которого имеется соответствие псевдослучайных последовательностей. Решение об истинном значении принятого символа принимается схемой выбора максимума.

При использовании в широкополосных СПИ M ортогональных ПСП становится возможным построение M -кратных систем передачи. В таких СПИ каждой группе из n символов ставится в соответствие одна из $M = 2^n$ псевдослучайных последовательностей. В целом M -кратные широкополосные системы обеспечивают большую помехоустойчивость, чем бинарные СРС, но первые более сложны при реализации.



а



б

Рисунок 1.8

1.4 Общая характеристика помехозащищённости систем передачи информации с ФМ ШПС

Помехозащищённость СПИ с ФМ ШПС достигается за счёт способов и средств, направленных на обеспечение устойчивой работы СПИ в условиях воздействия организованных (преднамеренных) помех радиоэлектронного подавления (РЭП).

Процесс функционирования СПИ в условиях организованных помех по своей физической сущности может быть представлен как радиоэлектронный конфликт, в котором, с одной стороны, участвует СПИ, а с другой – система РЭП, состоящая в общем случае из станции радиотехнической разведки (РТР) и непосредственно станции помех. На рисунке 1.9 представлена структурная схема радиоэлектронного конфликта.

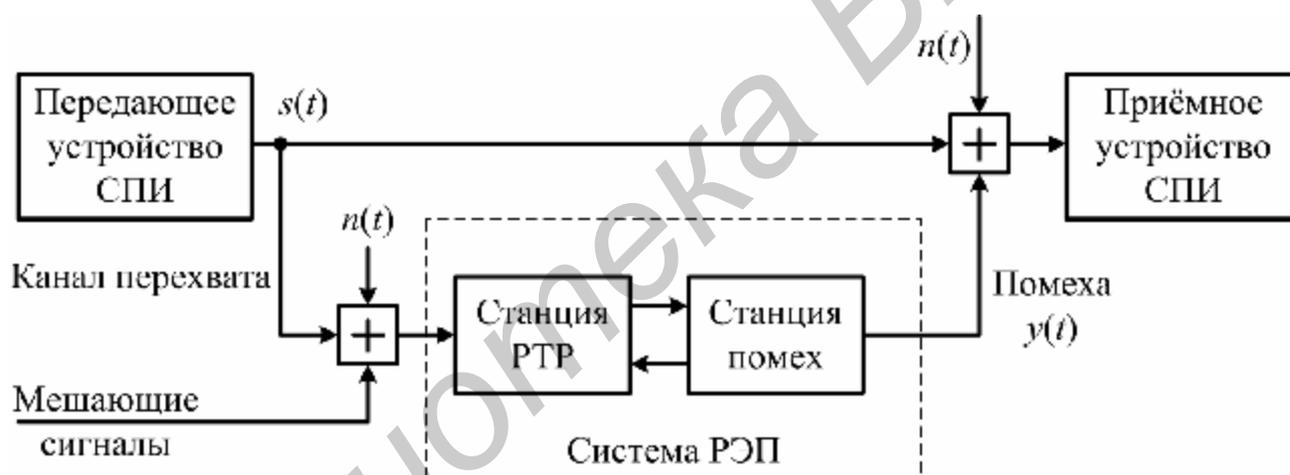


Рисунок 1.9

При организации РЭП противная сторона с помощью станции РТР должна обеспечивать перехват сигналов подавляемой СПИ. Процессы перехвата (поиска, обнаружения и измерения параметров сигналов), определения направления прихода сигналов СПИ являются случайными событиями как энергетического, так и временного характера.

Основными составляющими помехозащищённости являются *помехоустойчивость и скрытность сигналов и параметров сигналов СПИ от станций РТР, которые получают требуемые сведения и данные о СПИ путём приё-*

ма и анализа электромагнитного излучения этих систем передачи информации.

Под помехоустойчивостью СПИ понимают способность нормально функционировать, выполняя задачи по приёму информации в условиях действия радиопомех. Таким образом, *помехоустойчивость СПИ – это способность противостоять вредному воздействию различного вида радиопомех, и прежде всего – организованных радиопомех.*

Существенное влияние на помехоустойчивость СПИ с широкополосными сигналами оказывает коэффициент расширения спектра. *С точки зрения РЭП, коэффициент расширения спектра K_s характеризует число степеней $2W_sT$ (число «координат») сигнала, которыми вынужден оперировать постановщик помех при подавлении СПИ.*

Помехоустойчивость СПИ с ФМ ШПС в условиях РЭП зависит не только от метода расширения спектра, но и от других важных параметров и характеристик станции помех (СП) и СПИ, например, от вида помехи и её мощности, мощности полезного сигнала, структуры приёмного устройства и заложенных в СПИ мер и способов повышения помехоустойчивости.

Для оценки помехоустойчивости СПИ с ФМ ШПС в условиях воздействия различных видов помех необходимо иметь соответствующие показатели.

При выбранных моделях сигнала, собственного шума приёмного устройства и аддитивных помех в системе передачи дискретных сообщений предпочтительным показателем количественной меры помехоустойчивости является *средняя вероятность ошибки (СВО) на бит информации.*

Другие показатели помехоустойчивости систем радиосвязи (СРС), например, требуемое отношение сигнал-помеха, при котором обеспечивается заданное качество приема информации, вероятность ошибки в кодовом слове и другие, могут быть выражены через СВО на бит. Минимизация СВО на бит при условии равновероятной передачи символов может быть достигнута за счёт использования алгоритмов, реализующих правило максимального правдоподобия

$$\Lambda_i > \Lambda_j \text{ при всех } i \neq j,$$

где Λ_i – отношение правдоподобия для i -го сигнала. В случае двоичных СПИ $\Lambda_1 > \Lambda_0$.

Эффективное воздействие помех на СПИ с ФМ ШПС может быть достигнуто лишь при условии знания постановщиком помех соответствующих параметров сигналов СПИ, например, диапазона частот, центральной частоты, ширины информационной полосы, мощности сигнала и помехи в точке нахождения приёмного устройства. Указанные параметры СПИ постановщик помех добывает, как правило, непосредственно с помощью станции РТР, а также путём пересчёта измеренных параметров СПИ в другие, функционально связанные с ними. Например, измерив длительность элемента ПСП, можно определить диапазон расширенного спектра сигнала. *Способность СПИ противостоять действиям РТР, направленным на обнаружение сигналов, измерение параметров и определение направления их прихода, характеризуется понятием «скрытность» СПИ.* В зависимости от решаемых РТР задач скрытность сигналов СПИ в общем случае может быть разделена на энергетическую, структурную, информационную, временную и пространственную.

Библиотека БГУИР

ГЛАВА 2

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

2.1 Метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты

Расширение спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) обеспечивается путём скачкообразного изменения несущей частоты в выделенном для работы СПИ диапазоне W_s . Под скачкообразным изменением частоты понимается периодическая перестройка одной частоты или нескольких частот, используемых для передачи сигналов. Сигналы с ППРЧ можно рассматривать как последовательность в общем случае модулированных радиоимпульсов, несущие частоты которых перестраиваются в диапазоне W_s . Число перестраиваемых частот и порядок их чередования определяются псевдослучайными кодами.

Условием применения сигналов с ППРЧ является детерминированность псевдослучайной последовательности радиоимпульсов (их несущих частот и временного положения), что позволяет на приёмной стороне СПИ обеспечить частотную и временную синхронизацию сигналов. Для постановщика помех закон перестройки несущей частоты в СПИ с ППРЧ не известен, что исключает возможность создания эффективных способов подавления. *Псевдослучайность сигналов препятствует системе РЭП добиваться эффективного воздействия на СПИ с ППРЧ организованных помех* и вынуждает систему РЭП с ограниченной мощностью передатчика распределять соответствующим образом спектральную плотность мощности помехи по частотному диапазону СПИ.

Перестройка несущей частоты (скачок) может происходить в такой полосе частот, которая включает несколько частотных каналов. Каждый канал можно рассматривать как спектральную область с центральной частотой, значение которой является одной из возможных несущих частот в выделенном диапазо-

не. Каналы могут быть или смежными (соприкасающимися), или разнесёнными друг от друга не использованными спектральными областями. При этом в случае необходимости из всей совокупности исключаются те каналы, которые заняты сильными помехами, или в которых имеют место устойчивые замирания. Такой процесс условно называют формированием «спектральных провалов». Создание спектральных провалов приводит к уменьшению числа действующих частотных каналов СПИ.

Метод ППРЧ широко применяют в мобильных СПИ и в тех случаях, когда требуется энергию передаваемого сигнала рассредоточить по возможно более широкой полосе частот. Ширина занимаемой полосы частот при этом принципиальных ограничений не имеет с точки зрения параметров разрабатываемой СПИ.

Временной интервал между переключениями частот называется длительностью частотного элемента (или периодом) и характеризует время работы на одной частоте T_b .

В зависимости от соотношения времени работы на одной частоте T_b и длительности информационных символов T_s различают *межсимвольную, посимвольную и внутрисимвольную* (в частном случае при двоичной ЧМ и без кодирования на *межбитовую, побитовую и внутривитовую*) СПИ.

При межсимвольной ППРЧ n информационных символов, где $n > 2$, передаются на одной частоте, при этом $T_h = nT_s$. При посимвольной ППРЧ передача каждого символа ведётся на своей рабочей частоте, длительность скачка частоты T_h равна длительности символа T_s . В случае внутрисимвольной ППРЧ расширение спектра достигается за счёт разнесения символов на независимые частотные элементы (субсимволы), каждый из которых передается поочередно на своей частоте в соответствии с заданной ПСП, при этом $T_h = T_s/L$, где L – число скачков рабочей частоты внутри одного символа (уровень разнесения).

Огибающая частотного элемента (скачка частоты) в силу специфики его формирования не является постоянной и состоит из различных составляющих определенной длительности. На рисунке 2.1 изображена огибающая и временные интервалы отдельных составляющих частотного элемента при межсимвольной ППРЧ.

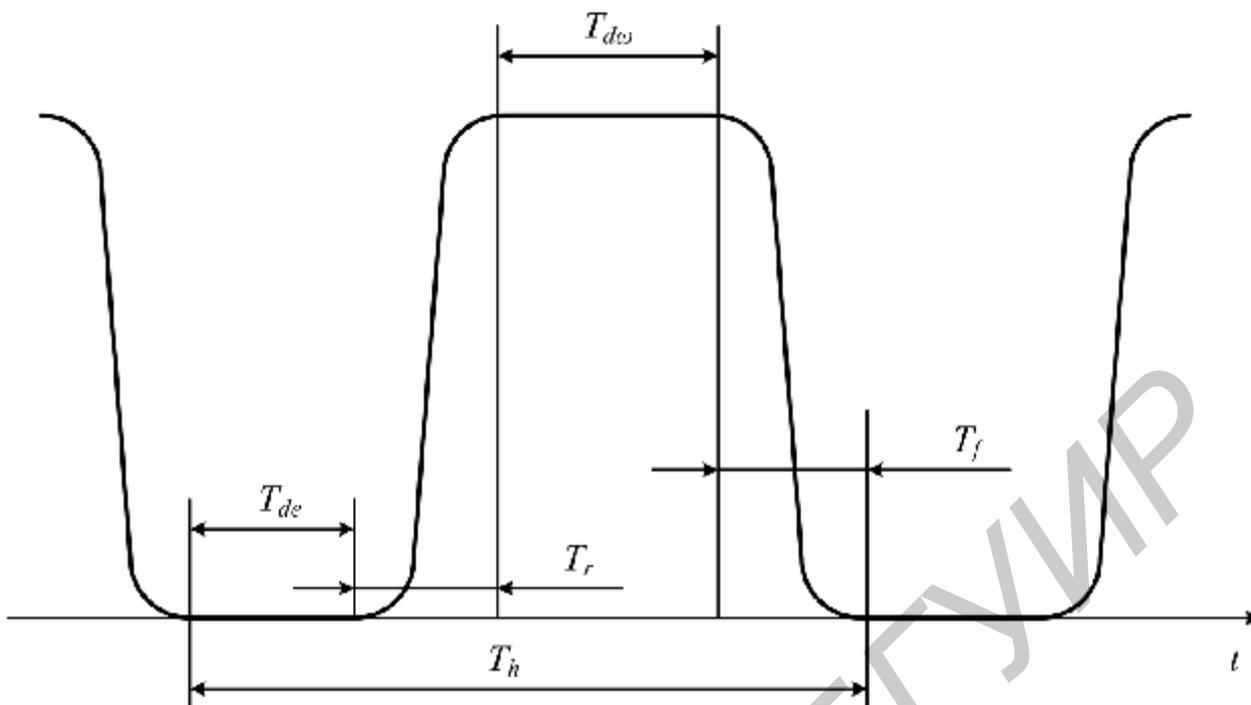


Рисунок 2.1

На рисунке 2.1 обозначено: T_{de} – интервал времени, в течение которого частотный синтезатор не выдает напряжения («мёртвое» время); T_r , T_f – интервалы времени нарастания и спада фронтов частотного элемента соответственно; T_{dw} – интервал времени, в течение которого частотный элемент имеет полную амплитуду и передаются информационные и кодовые символы («активное» время); суммарное время $T_{sw} = T_r + T_f + T_{de}$ называется интервалом переключения.

С учётом введенных обозначений длительность скачка частоты $T_h = T_{dw} + T_{sw}$. Отметим, что для хранения информационных и кодовых символов в течение интервала переключения используется буферная схема. Имеющееся в буферной схеме содержимое извлекается и передается за интервал времени T_{dw} .

Между требуемой скоростью передачи данных от источника информации и временными интервалами частотного элемента существуют вполне определенные связи. Так, если R_0 – требуемая скорость передачи данных, то число символов, которое должно быть передано за длительность частотного элемента

T_h , будет равно $R_\partial T_h$. Активный интервал времени T_{dw} может быть представлен в виде

$$T_{dw} = R_\partial T_h T_s,$$

где T_s – длительность передаваемого символа на интервале времени T_{dw} .

Используя приведенные выражения для T_{dw} и T_{sw} , получим

$$T_h(1 - R_\partial T_s) = T_r + T_f + T_{dw}.$$

Из последнего равенства следует: 1) $R_s \leq 1/T_b$, что вполне очевидно из определений временных интервалов частотного элемента; 2) время переключения $T_{sw} = T_r + T_f + T_{de}$ нельзя произвольно уменьшать по целому ряду причин, например, из-за «звона» на выходе фильтра промежуточной частоты приемника, из-за усиления помехи от соседних частотных каналов приемника и др. Кроме того, ограничения по времени нарастания T_r , и спада T_f зачастую связаны со спектральными перекрытиями частотных элементов различных СПИ, находящихся в данном районе. Для устранения спектральных наложений требуется обеспечить

$$\min\{T_r, T_f\} \geq aT_s,$$

где a – постоянная величина, которая определяет ширину частотного элемента и обычно лежит в пределах $1 \leq a \leq 2$.

С учётом составляющих частотного элемента сигнала скорость перестройки частоты R_h при межсимвольной ППРЧ связана со скоростью передачи данных R_∂ и скоростью передачи символов R_s неравенством

$$R_h \leq \frac{R_s - R_\partial}{2a - R_s T_{de}}. \quad (2.1)$$

В идеальном случае, когда можно пренебречь влиянием взаимных помех или спектральных наложений, скорости R_h , R_∂ и R_s связаны простым соотношением

$$R_h = R_s - R_\partial. \quad (2.2)$$

Таким образом, *скорость переключения частотных элементов является функцией скорости передачи данных от источника информации.*

Для сравнения различных СПИ с ППРЧ в качестве одного из отличительных признаков используется скорость скачков частоты в единицу времени. По этому признаку различают СПИ с медленной, средней и быстрой скоростью пе-

рестройки частотных элементов. Так как эта скорость не стандартизирована, то условно перестройка считается медленной при 100...300 скачках в секунду (ск/с), а при 1000 ск/с и более имеет место быстрая перестройка; скорость ППРЧ между этими двумя значениями считается средней.

Важным параметром любой СПИ с ППРЧ с точки зрения помехоустойчивости является фактическое время работы на одной частоте. Этот параметр и характеризует способность СПИ с ППРЧ «уходить» от помехи РЭП.

На рисунке 2.2, а–г изображены фрагменты частотно-временной матрицы (ЧВМ) сигналов: с межбитовой ППРЧ и двоичной ЧМ (рисунок 2.2, а); с побитовой ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ, при которой каналы символов «1» и «0» соприкасаются на частотной оси (смежные каналы) (рисунок 2.2, б); с побитовой ППРЧ и случайной двоичной ЧМ, когда каналы символов «1» и «0» не соприкасаются (несмежные каналы) и выбираются независимо друг от друга во всей полосе частот W_s (рисунок 2.2, в); с внутрибитовой ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ (рисунок 2.2, г).

Квадратом с горизонтальными линиями обозначен основной канал (канал передачи), по которому в соответствующие отрезки времени передаются элементы сообщения, а квадратом с наклонными линиями – дополнительный канал, в котором в эти же отрезки времени элементы сообщения отсутствуют; F_s – ширина полосы одного частотного канала; M_f – число частотных каналов $M_f = W_s / F_s$.

В системах передачи информации может использоваться как когерентная, так и некогерентная обработка сигналов. Основным видом информационной модуляции при передаче данных в СПИ с медленной и особенно с быстрой ППРЧ является M -ичная некогерентная ЧМ, в частности, двоичная ЧМ. В СПИ с медленной ППРЧ применяются и другие виды модуляции, например: двоичная ФМ; квадратурная ФМ; относительная ФМ (ОФМ); манипуляция с минимальным сдвигом фазы

Для обеспечения в СПИ с ППРЧ статистической независимости ошибок при приёме символов осуществляется так называемое перемежение на передающей стороне, при котором каждый символ кодового слова определяется по отдельному частотному каналу. Таким образом, перемежение превращает

сигнал во временной области в бесструктурную форму, что затрудняет создание оптимальных помех.

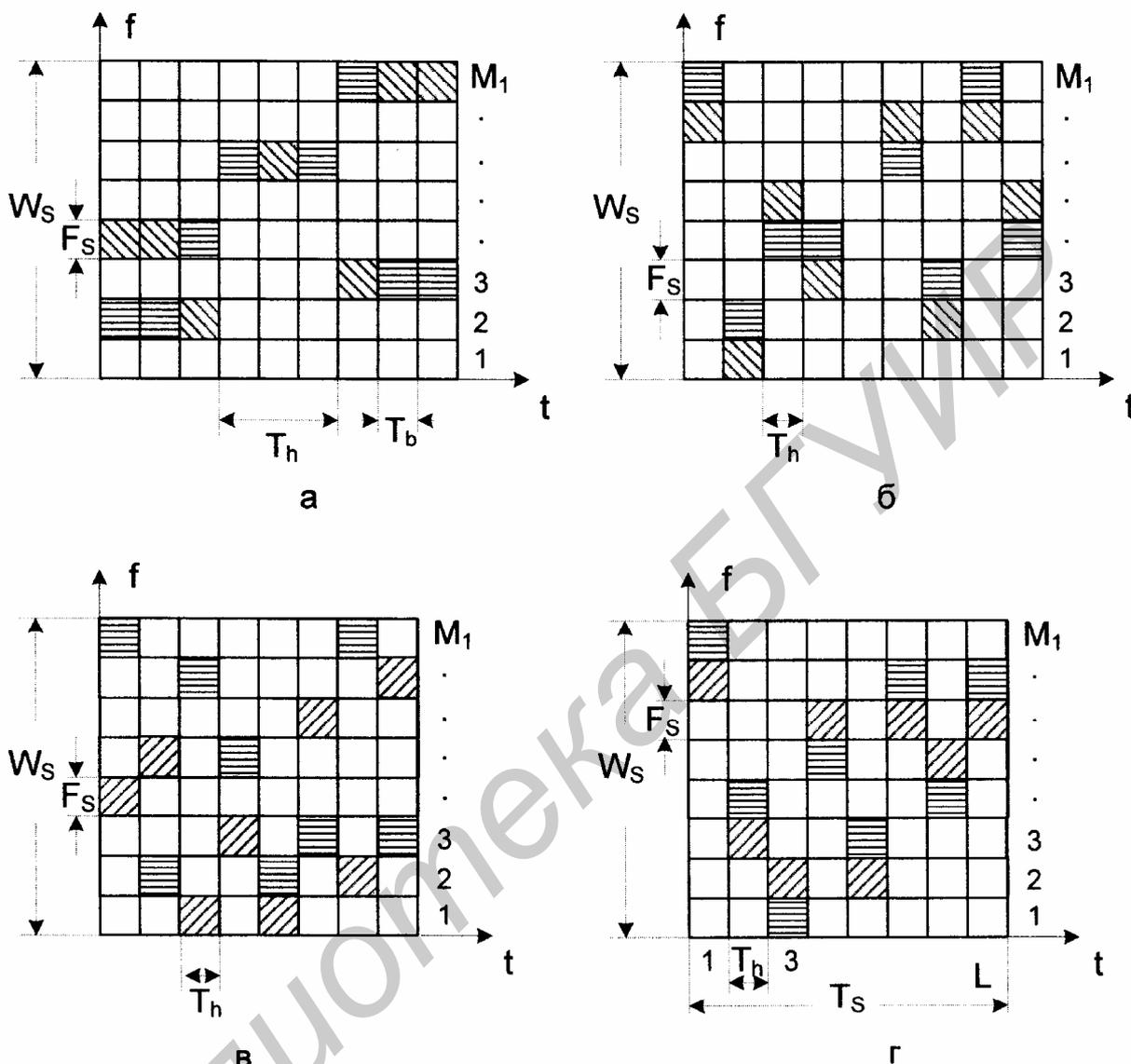


Рисунок 2.2

Восстановление исходного порядка символов на приёмной стороне требует операции обратного перемежения символов. Применение перемежения и обратного перемежения символов в СПИ как с медленной, так и быстрой перестройкой частоты позволяет корректировать пакеты ошибок, вызываемые импульсными помехами на отдельных участках диапазона частот СПИ.

2.2 Типовые структурные схемы систем радиосвязи с ППРЧ

Рассмотрим основные особенности структурных схем передатчика и приёмника типовых СПИ с ППРЧ.

Основные элементы структурных схем передатчика и приёмника СПИ с ППРЧ при цифровой одноканальной модуляции изображены на рисунке 2.3, а, б.

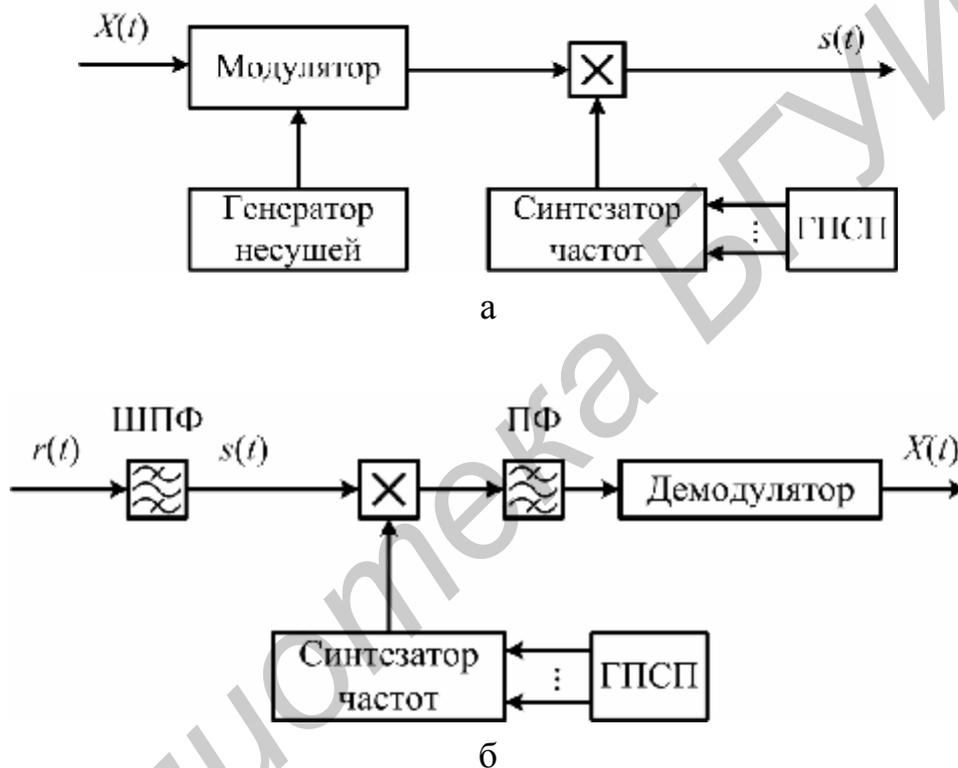


Рисунок 2.3

На рисунке 2.4 приведён фрагмент ЧВМ сигнала одноканальной СПИ с ППРЧ, где квадратами с наклонной штриховкой обозначены частотные каналы, занятые элементами сигнала.

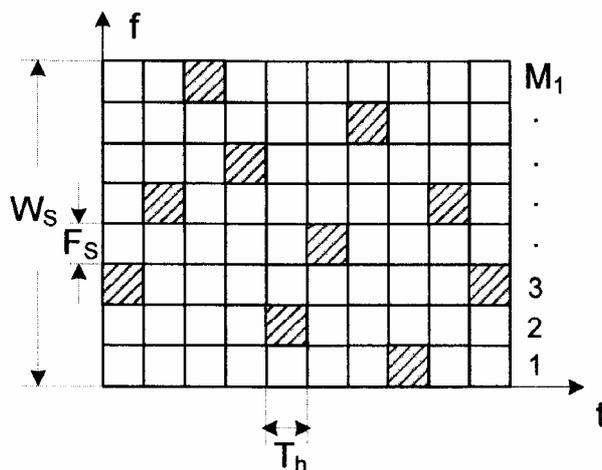


Рисунок 2.4

В интервале между переключениями частот имеется только одна несущая частота и соответствующий канал передачи. При одноканальной модуляции в СРС используется, как правило, медленная ППРЧ, а в качестве информационной модуляции может применяться ЧМн без разрыва фазы, при которой сигнал изменяет несущую частоту от одного скачка к другому, сохраняя в то же время непрерывность фазы. Частотная манипуляция без разрыва фазы позволяет сформировать сигналы со сравнительно узкой шириной спектра. Наиболее эффективная демодуляция таких сигналов может быть осуществлена с помощью ограничителя-дискриминатора. Структурная схема приемного устройства СРС с ППРЧ и ЧМн без разрыва фазы сигнала изображена на рисунке 2.5.

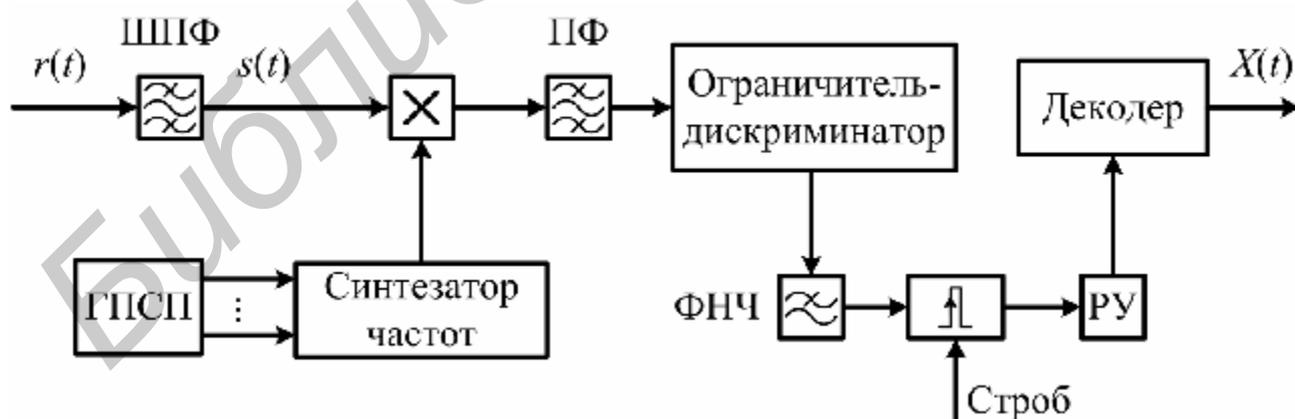


Рисунок 2.5

На рисунке 2.6, а, б изображены типовые структурные схемы передатчика и приёмника СПИ с ППРЧ, двоичной ЧМ и смежными по частоте каналами.

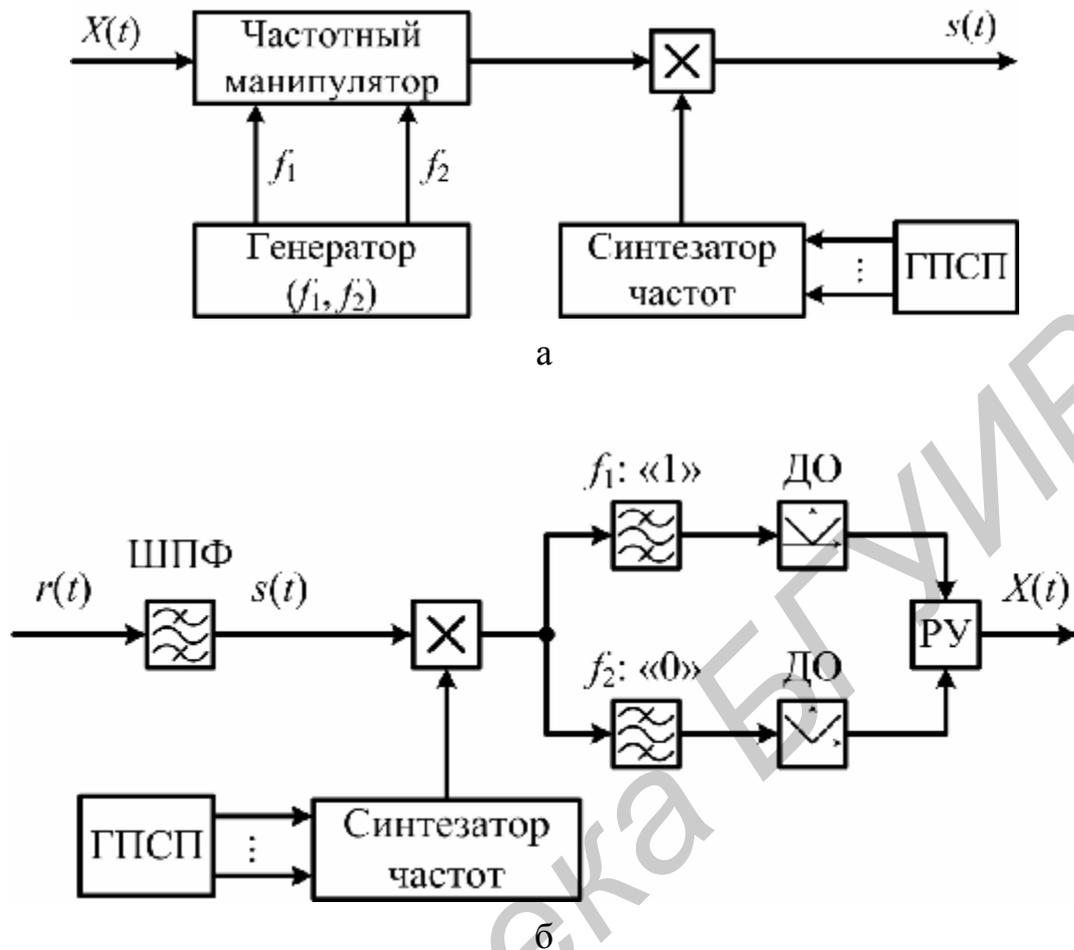


Рисунок 2.6

В соответствии с потоком исходных двоичных данных частотный манипулятор и генератор (f_1, f_2) обеспечивают перенос двоичных символов «1» и «0» на частоты f_1 и f_2 . С помощью синтезатора частот и генератора псевдослучайной последовательности (кода) осуществляется перестройка рабочей частоты. В приёмном устройстве за счёт смесителя и синтезатора частот, управляемого ГПСП, скачки рабочей частоты устраняются, в результате информационные символы «1» и «0» переносятся на первоначально выбранные частоты f_1 и f_2 . Принимаемый полезный сигнал СПИ с ППРЧ и двоичной ЧМ на выходе широкополосного фильтра (ШПФ) во время j -го скачка частоты можно записать в виде

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \cos[(\omega_j + \Omega_j)t - j_j], \quad 0 \leq t \leq T_b, \quad (2.3)$$

где Ω_j – частота модуляции; j_j – начальная фаза j -го скачка частоты, $j_j \in [0; 2\pi]$; $j = 1, 2$; $w_j = \overline{w_1, w_M}$.

В случае идеальной синхронизации между принятым и опорным сигналами на входе демодулятора будет действовать полезный сигнал

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{2P_s} \cos[\Omega_1 t - j_1] & \text{для символа 1;} \\ \sqrt{2P_s} \cos[\Omega_2 t - j_2] & \text{для символа 0,} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$0 \leq t \leq T_b.$$

В результате демодуляции принятых сигналов решающее устройство выдает оценку информационной последовательности $X(t)$.

Реализация ЧВМ со случайной двоичной ЧМ, при которой основной и дополнительный каналы приёма разнесены между собой случайным для постановщика помех образом, возможна с помощью приёмного устройства, структурная схема которого изображена на рисунке 2.7.

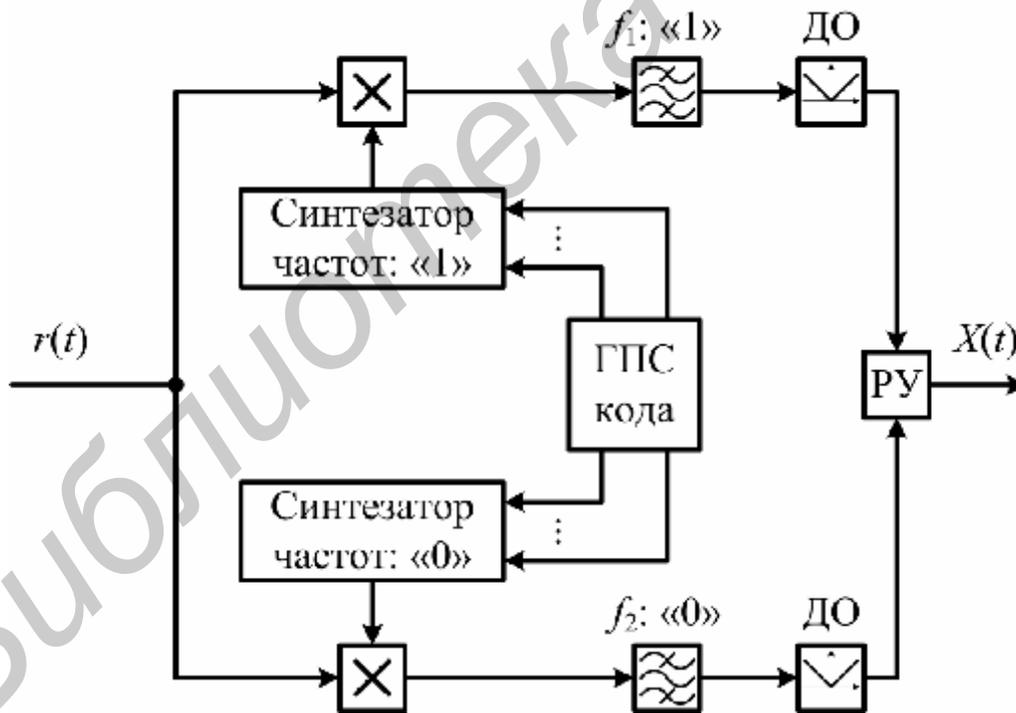


Рисунок 2.7

Схема приёмника включает два канала обработки, каждый из которых осуществляет обработку своего информационного символа. Наличие двух неза-

висимых синтезаторов частот позволяет излучать передатчиком такие пары частот, разность между которыми может иметь различные значения при каждом скачке частоты. Такое формирование сигналов с ППРЧ затрудняет их разведку, в частности не позволяет определить частоту дополнительного канала, воздействие помех на который может быть более эффективным, чем на канал передачи информации.

Структурная схема приемника, обеспечивающего прием и обработку сигналов с внутрибитовой ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ, приведена на рисунке 2.8, где обозначено: r_{1k}, r_{2k} – выходные выборки квадратичных детекторов (КД) огибающей, формируемые в моменты времени $t_k = kT_h, k = \overline{1, L}, L$ – число субсимволов в бите информации; J_{1k} и J_{2k} – нормированные выборки; J_1, J_2 – статистики решения; z – выходная статистика.

Применение сигналов с внутрибитовой ППРЧ в условиях помех может быть эффективным при нормировании (взвешивании) выборок и последующим их сложении.

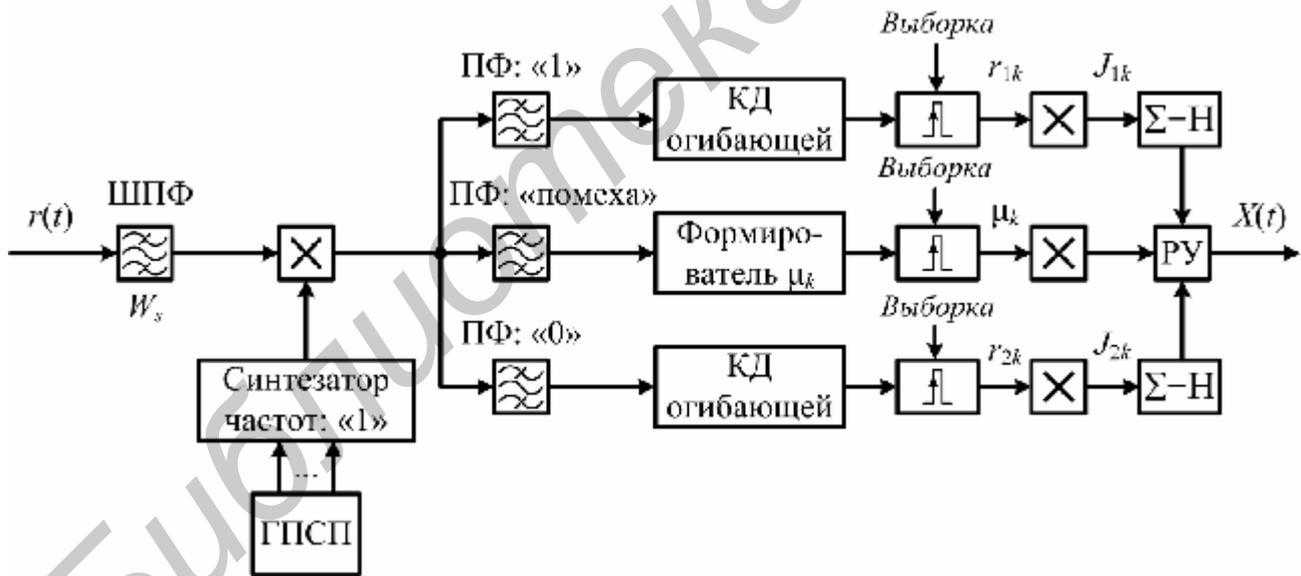


Рисунок 2.8

В данной схеме нормирование выборок r_{1k}, r_{2k} осуществляется с помощью весовых множителей $m_k = 1/s_k^2$ (s_k^2 – дисперсия помех), для формирования которых используется канал измерения мощности помехи.

Принцип разнесения (повторения) элементов сигнала применяется в СПИ с ППРЧ для защиты от организованных помех. При этом неотъемлемой частью процедуры демодуляции (или декодирования) является, как указывалось, взвешивание и сложение разнесенных сигналов.

Эффективными методами взвешивания выборок каждого частотного элемента сигнала в СРС с M -ичной ЧМ, достаточно устойчивыми к изменениям стратегии постановщика помех и хорошо работающими в условиях наихудших шумовых помех в части полосы, являются следующие.

1. *Адаптивное взвешивание выходной выборки квадратичного детектора r_{mk} в каждом канале приёмника*, при котором нормированная выборка r_{mk} на входе сумматора имеет вид

$$J_{mk} = \frac{r_{mk}}{S_{mk}^2}, \quad m = \overline{1, M}; \quad k = \overline{1, L},$$

где S_{mk}^2 – дисперсия помехи и собственных шумов в m -м частотном канале, оценка которой обеспечивается дополнительным каналом измерения мощности помехи:

$$S_{mk}^2 = \begin{cases} G_0 F_s & \text{в отсутствие преднамеренных помех;} \\ (G_0 + G_j/g) F_s & \text{при действии преднамеренных помех.} \end{cases}$$

2. *Самонормирующееся взвешивание выходной выборки квадратичного детектора r_{mk}* , при котором нормированная выборка J_{mk} на входе сумматора формируется путём деления r_{mk} на сумму выборок r_{mk} по всем каналам приёмника, равна

$$J_{mk} = \frac{r_k}{\sum_{m=1}^M r_{mk}}, \quad k = \overline{1, L},$$

причём фактически сумма $\sum_{m=1}^M r_{mk}$ в M раз больше возможного значения S_{mk}^2

дисперсий помехи на k -м скачке частоты; поэтому вероятностные характеристики СПИ с таким взвешиванием близки к характеристикам СРС с методом адаптивного взвешивания выходной выборки КД.

3. Взвешивание выходной выборки квадратичного детектора r_{mk} за счёт деления на максимальное значение $(r_{mk})_{\max}$ по всем каналам приёмника, в результате чего нормированная выборка z_{mk} на входе сумматора равна

$$J_{mk} = \frac{r_{mk}}{(r_{mk})_{\max}}, \quad m = \overline{1, M}; \quad k = \overline{1, L}.$$

Максимум $(r_{mk})_{\max}$ фактически является оценкой наибольшего значения дисперсии S_{mk}^2 в одном из каналов приёмника; в силу этого вероятностные характеристики СПИ с таким взвешиванием практически соответствуют характеристикам СПИ с адаптивным взвешиванием выходной выборки КД.

4. Взвешивание выходной выборки квадратичного детектора r_{mk} за счёт применения мягкого ограничителя, который при анализе вероятностных характеристик СПИ моделируется N -уровневым квантователем.

После формирования взвешенных выборок r_{mk} указанными методами осуществляется их некогерентное сложение и последующее принятие мягких решений о передаче информационных символов «1» или «0».

При использовании принципа частотного разнесения или повторения информационных символов в СПИ с ППРЧ может использоваться демодулятор с принятием жёстких решений для каждого субсимвола (скачка частоты). При этом выборка J_{mk} имеет вид

$$J_{mk} = \begin{cases} 1 & \text{при } r_{mk} = (r_{mk})_{\max}; \\ 0 & \text{при } r_{mk} \neq (r_{mk})_{\max}, \end{cases}$$

а решение о передаче соответствующего информационного символа принимается на основе мажоритарной логики.

Типовая структурная схема приемника M -ичной ЧМ для случая, когда частотные каналы всего сегмента частот являются смежными, но каждый сегмент может иметь случайно выбранное положение внутри общей полосы частот W_s , изображена на рисунке 2.9, где СВМ – схема выбора максимума.

При использовании в системе радиосвязи M -ичной ЧМ блок из $\log_2 M$ бит закодированной цифровой информации передается при помощи одной частоты, выбираемой из M частот (а не из двух частот, как при двоичной ЧМ) в интервале отведённого времени для передачи каждого частотного элемента. Переход от двоичной к M -ичной ЧМ при постоянной скорости передачи информации и

энергии сигнала на бит для канала с АБГШ приводит к уменьшению вероятности ошибки в основном канале приёма. При M -ичной ЧМ передающее устройство СРС может осуществлять передачу на любой рабочей частоте, которая формируется синтезатором. Для такой M -ичной СРС демодулятор является обобщением двоичного демодулятора.

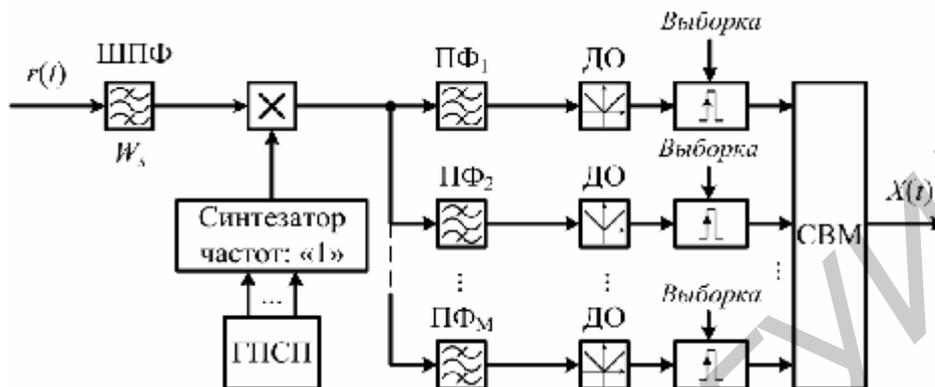


Рисунок 2.9

На рисунке 2.10 представлена более сложная структурная схема приемника СПИ со случайной M -ичной ЧМ, при которой каждая частота из M -набора частот выбирается случайным образом, частотные каналы в этом случае разнесены.

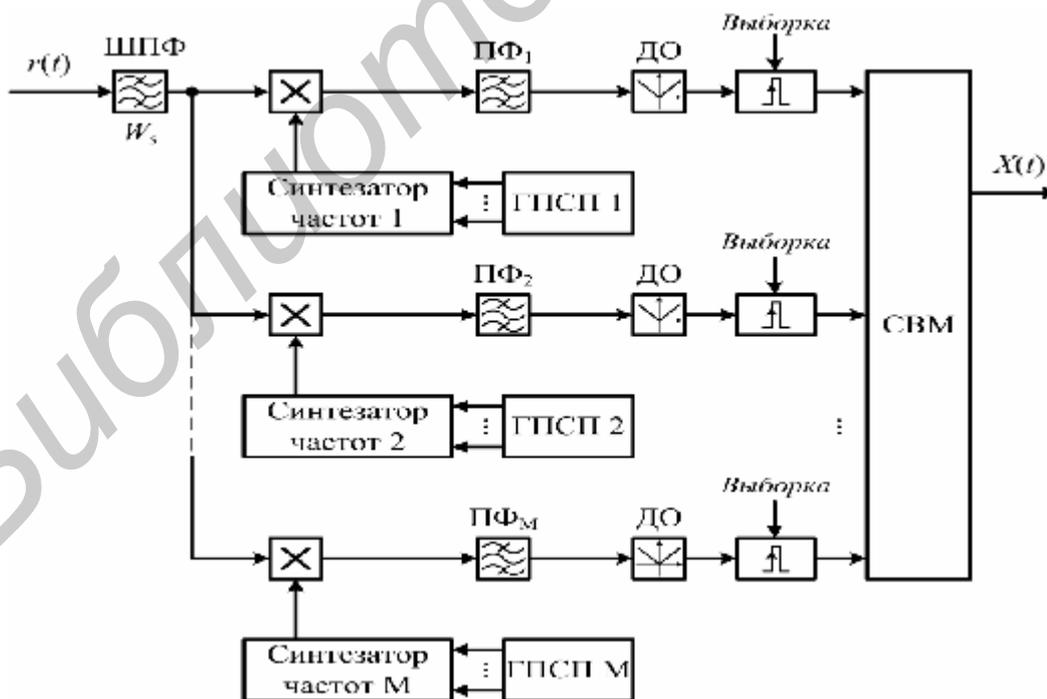


Рисунок 2.10

Такая структурная схема приемника, как и для СПИ со случайной двоичной ЧМ, обеспечивает более высокую помехоустойчивость при воздействии организованных помех.

Однако необходимость выбора некоторого множества M частот из значительно большего числа частот M_f требует анализировать одновременно все M частот. Один из способов преодоления этой трудности при неслучайной M -ичной ЧМ состоит в использовании специального набора частот, в котором каждая из возможных частот имеет строго определенную связь с остальными $M - 1$ частотами. Такая СПИ, обеспечивая передачу нескольких бит информации на одной частоте, позволяет реализовать достаточно простой способ обработки сигналов, при котором используется всего лишь один приемник и M -демодуляторов.

Для цифровых СПИ, в которых для передачи данных используется многоуровневая ЧМ, форма переданного сигнала в i -м интервале передачи $iT_s < t < (i + 1)T_s$ в общем случае имеет вид

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \sin [2p(f_0 + a_i \Delta f)t + j_i], \quad (2.5)$$

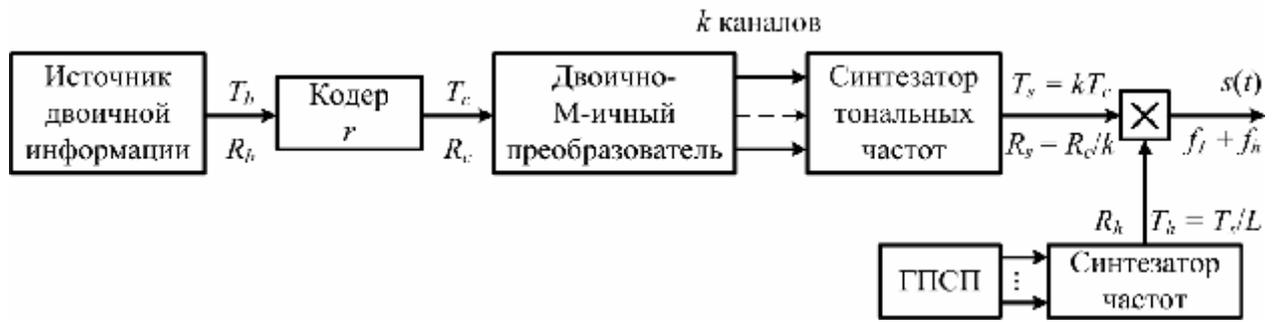
где f_0 – несмещённая минимальная несущая частота; Δf – минимальный разнос по частоте между сигналами в M -ичной последовательности; a_i – значение i -го символа данных, взятое из последовательности целых чисел $1, 2, \dots, M$.

Модуляция данных методом M -ичной ЧМ не влияет на основную форму выражения и не изменяет спектральных свойств сигнала, поэтому в соответствии с (2.5), можно записать

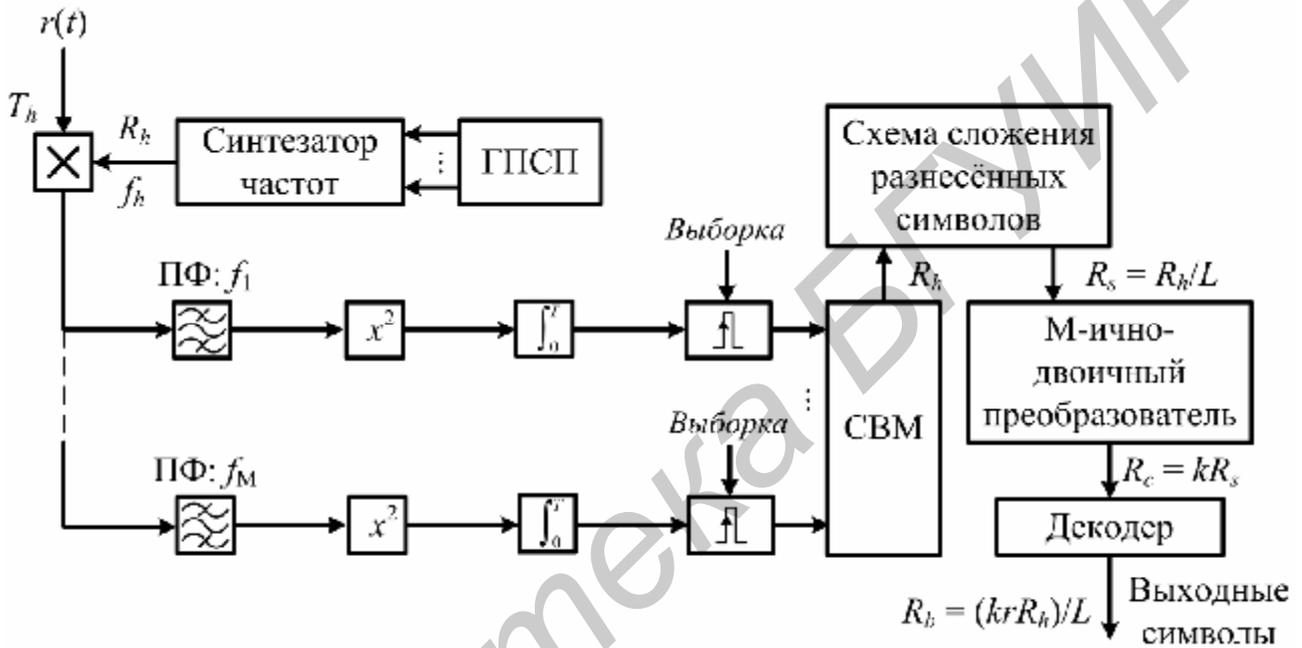
$$s(t) = \sqrt{2P_s} \sin \left[2p \left(f_0 + \frac{n_i + 1/2}{T_h} \right) t + j_i \right], \quad (2.6)$$

$$iT_h \leq t \leq (i + 1)T_h; \quad n_i \in \{0, 1, 2, \dots, M_f - 1\}.$$

Для повышения помехоустойчивости СПИ с ППРЧ могут применяться M -ичная ЧМ, кодирование и разнесение символов по частоте. На рисунке 2.11, а, б представлены обобщённые структурные схемы передающего и приёмного устройства СПИ с ППРЧ, M -ичной ЧМ, кодированием данных и сложением разнесенных символов.



а



б

Рисунок 2.11

На рисунке обозначено: R_b – скорость передачи информации в битах; R_c – частота следования элементарных посылок; R_s – скорость M -ичных символов, $M = 2^k$; R_h – скорость переключения частотных каналов; L – уровень разнесения символов (избыточность); r – общая скорость кодирования в информационных битах, приходящихся на M -составной канал, $r = R_b/R_c$.

Реализация такой СПИ обеспечивает внутрисимвольную ППРЧ, при которой $R_h = LR_s$. M -ичные символы образуются путём генерирования одного из M возможных тональных сигналов со скоростью передачи знаков R_s . Эта частота

та смешивается затем со скачкообразно изменяемой несущей частотой, перестраиваемой со скоростью R_h .

На приёмной стороне скачки рабочей частоты устраняются, сигнал восстанавливается и поступает на M -канальный демодулятор, далее сигнал обрабатывается в соответствии с функциональной схемой приемника СПИ. Схема сложения разнесённых по частоте символов соединяется с декодером, что способствует уменьшению вероятности ошибки до уровня, обеспечивающего эффективную работу декодера.

В современных СПИ возможно и совместное (комплексное) применение различных методов расширения спектра сигнала.

Наиболее широко используется метод ППРЧ одновременно с методом непосредственной модуляции несущей ПСП. Информационный сигнал в такой СПИ расширяется с помощью непосредственной модуляции несущей ПСП $g(t)$, а затем – за счёт скачкообразного изменения рабочей частоты. На основе (2.6) собственная форма переданных сигналов ППРЧ-ПСП может быть записана в виде

$$s(t) = \sqrt{2P_s} g(t) \sin \left[2\pi \left(f_0 + \frac{n_i + 1/2}{T_p} \right) t + j_i \right]; \quad (2.7)$$

$$iT \leq t \leq (i+1)T_h; \quad n_i \in \{0, 1, 2, \dots, M_{f-1}\}.$$

Из выражения (2.7) следует, что в СПИ с ППРЧ-ПСП разнос между частотными элементами будет равен $1/T_p$, т. е. в T_h/T_p раз больше, чем в случае расширения спектра сигнала только за счет одного метода ППРЧ (см. (2.6)). Достоинство таких сигналов состоит в том, что можно осуществлять скачки по частоте, величина которых больше ширины спектра ФМ ШПС. В результате гибридная система радиосвязи с ППРЧ-ПСП осуществляет распределение энергии сигнала по полосе частот значительно большей, чем в СПИ с ФМ ШПС. При этом использование метода ППРЧ позволяет избежать наложения помехи на часть спектра сигнала в течении определённого интервала времени. В случае, если сигнал такой гибридной СПИ «попадает» на помеху, то спектр помехи расширяется и фильтруется точно так же, как это осуществляется в СПИ с ФМ ШПС.

Структурные схемы передатчика и приёмника гибридной СПИ с ППРЧ ПСП изображены на рисунках 2.12, а и 2.13, а. На рисунках 2.12, б и на

2.13, б показаны спектральные плотности мощности сигнала и узкополосной помехи в характерных точках структурных схем.

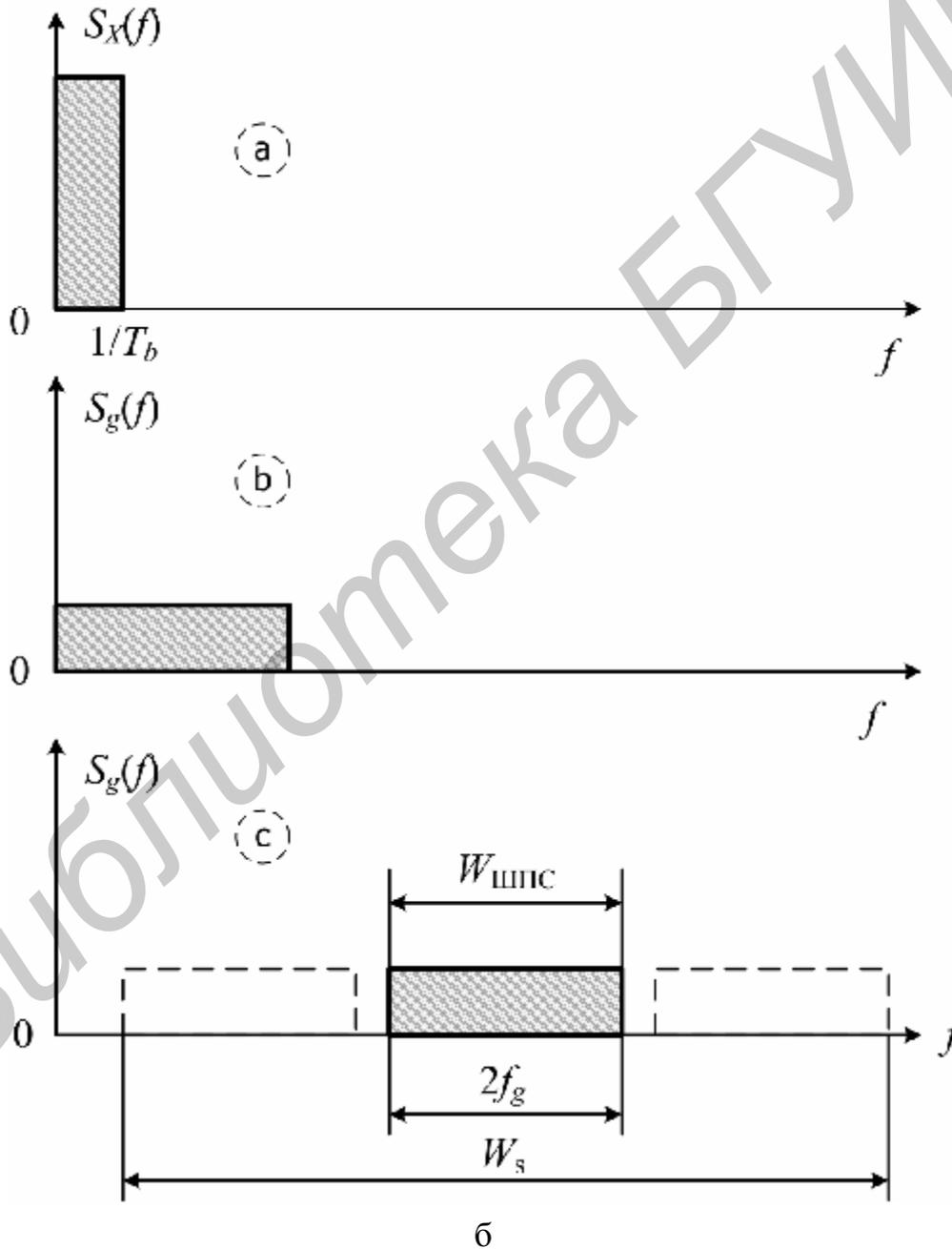
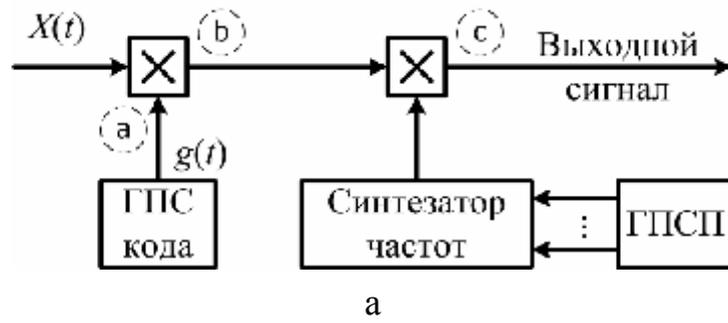


Рисунок 2.12

Как видно на рисунке 2.12, информационный сигнал расширяется до ширины полосы $f_g = W_{ШПС} / 2$, а затем преобразуется в радиосигнал, несущая частота которого скачкообразно с заданным периодом перестраивается в рабочем диапазоне частот W_s .

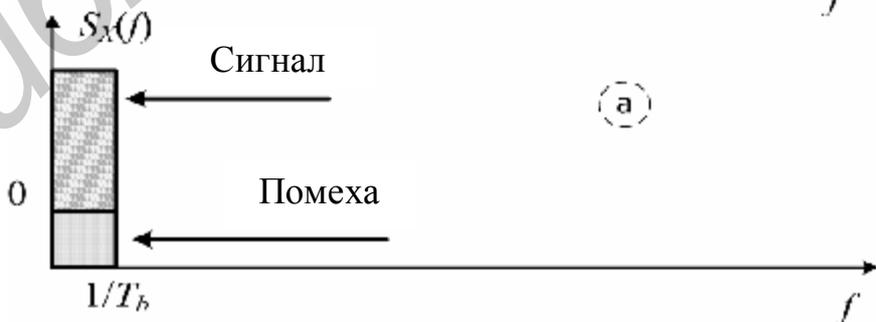
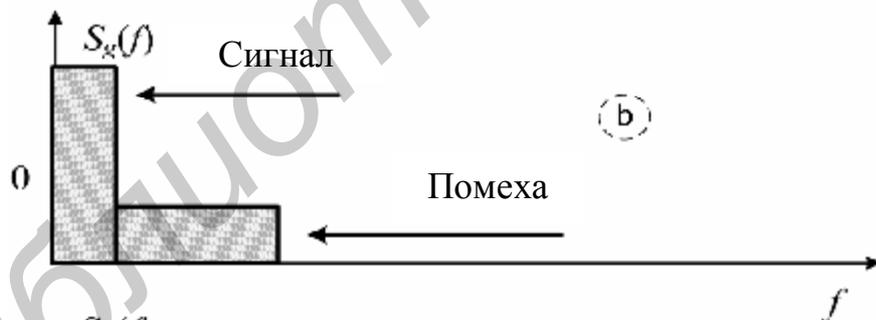
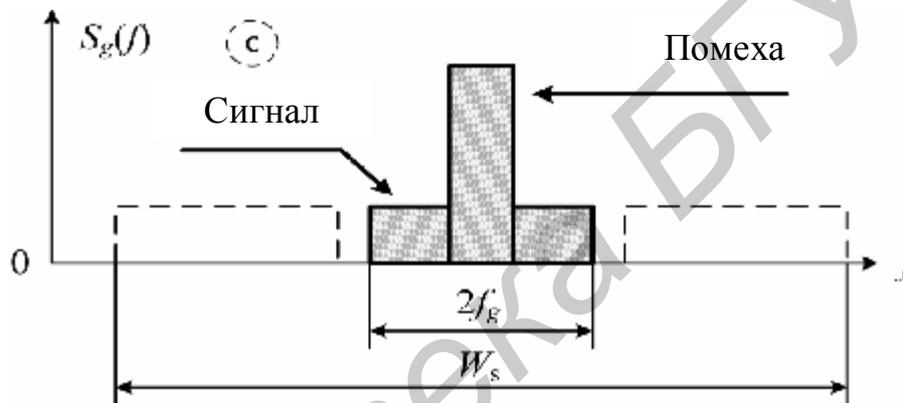
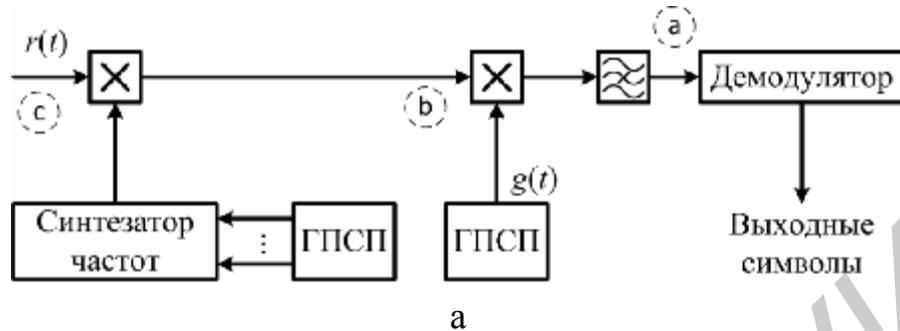


Рисунок 2.13

На приёмной стороне СПИ вначале устраняются скачки рабочей частоты, сигнал переводится на постоянную несущую частоту, а затем спектр полезного сигнала свёртывается до своей первоначальной полосы. Спектр мощности других сигналов, некоррелированных с полезным сигналом, расширяется. Следует отметить, что при реализации гибридных систем ППРЧ-ПСП один и тот же ГПСП может использоваться как для управления переключением частотных каналов синтезатора, так и для получения модулирующего сигнала при псевдослучайной модуляции. Комплексное применение различных методов расширения спектра сигналов наряду с улучшением характеристик помехоустойчивости гибридных СПИ в ряде случаев позволяет преодолеть трудности технической реализации, которые могут возникнуть при формировании сигналов в СПИ только с помощью одного из методов расширения спектра.

Библиотека БГУИР

2.3 Коэффициент расширения спектра сигнала и запас помехоустойчивости системы передачи информации с ППРЧ

При анализе помехоустойчивости СПИ с расширением спектра сигнала фундаментальным является понимание, каким образом данный метод расширения спектра обеспечивает защиту СРС от подавления организованными помехами с ограниченной мощностью передатчика. Для метода расширения спектра сигнала за счет ППРЧ основополагающий принцип борьбы с помехами заключается в размещении информационного сигнала с малой размерностью в высокоразмерном пространстве радиосигнала. В таких условиях постановщик помех вынужден либо распределять ограниченную мощность помех по всему пространству радиосигнала, тем самым создавая малую спектральную плотность мощности помех, либо использовать всю имеющуюся мощность передатчика помех в малом подпространстве, оставляя часть пространства радиосигнала свободной от помех.

Одной из важных характеристик СРС с расширением спектра с точки зрения помехоустойчивости является коэффициент расширения спектра (выигрыш при обработке, коэффициент защиты, усиление обработки) K_s . Этот коэффициент характеризует меру увеличения отношения сигнал-помеха в результате свёртывания (сжатия) расширенной полосы частот радиосигнала и приведения ее к полосе частот информационного сигнала.

В общем случае, независимо от применяемого метода расширения спектра, выражение для коэффициента K_s можно получить путём представления передаваемого сигнала в виде суммы ортогональных сигналов, расположенных в N -мерном геометрическом пространстве. Положим, что сообщение передается путём равновероятной передачи совокупности n информационных ортогональных сигналов $\{s_i(t)\}$, $i = 1, 2, \dots, n$ в N -мерном пространстве в течение времени T . В соответствии с [2] произвольную действительную функцию $s(t)$, имеющую конечную энергию E_s , можно представить обобщенным рядом Фурье по полной системе ортонормированных функций:

$$s(t) = \sum_{k=1}^N S_{ik} j_k(t), \quad 0 \leq i \leq n-1; \quad 0 \leq t \leq T, \quad (2.8)$$

где $\{s_{ik}\}$ – совокупность коэффициентов функции $s_i(t)$,

$$S_{ik} = \int_0^T S_i(t) j_k(t) dt.$$

Здесь $\{j_k(t)\}$ – совокупность базисных ортонормированных функций, удовлетворяющих условию

$$\int_0^T j_l(t) j_k(t) dt = d_{lk} = \begin{cases} 1, & l = k; \\ 0, & l \neq k \end{cases} \quad (2.9)$$

при всех значениях l и k ; $1 \leq l; k \leq N$; d_{lk} – символ Кронекера.

В случае ограничения по мощности передачи средняя энергия каждого i -го сигнала $s_i(t)$ определяется равенством Парсеваля

$$\int_0^T s_i^2(t) dt = \int_0^T \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N S_k S_i j_k(t) j_i(t) dt = \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N S_k S_i d_{ki} = \sum_{k=1}^N S_{ik}^2 \underline{DE}_s; \quad 0 \leq i \leq n-1 \quad (2.10)$$

для всех значений i . Для того чтобы «спрятать» n -мерный набор информационных сигналов в N -мерном пространстве радиосигнала, совокупность коэффициентов s_{ik} должна выбираться таким образом, чтобы

$$S_{ik}^2 = \frac{E_s}{N} d_{ki}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.11)$$

Следовательно, сигналы, псевдослучайная последовательность которых известна на приёмной стороне СРС, но неизвестна постановщику помех, имеют равномерно распределенную энергию по N базисным направлениям.

Предположим далее, что на входе приемного устройства СРС действует независимая от полезного сигнала помеха $J(t)$, которая в N -мерном пространстве может быть представлена в виде

$$J(t) = \sum_{k=1}^N J_k j_k(t), \quad 0 \leq t \leq T,$$

где $J_k = \int_0^T J(t) j_k(t) dt$.

Общая энергия помехи по аналогии с (1.10) равна

$$\int_0^T J^2(t) dt = \int_0^T \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N J_k J_m j_k(t) j_m(t) dt = \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N J_k J_m d_{km} = \sum_{k=1}^N S_{im}^2 \underline{DE}_J. \quad (2.12)$$

Целью постановщика помех является разработка такой стратегии выбора составляющих J_k^2 , которая при общей ограниченной мощности передатчика помех P_j должна обеспечить минимизацию отношения сигнал-помеха на выходе приемника СРС. Результирующий сигнал $x(t) = s_i(t) + J(t)$ в приёмном устройстве взаимодействует с опорным сигналом $s_j(t)$ таким образом, что на выходе i -го коррелятора формируется статистика

$$z_i \triangleq \int_0^T x(t)s_i(t)dt. \quad (2.13)$$

Используя выражения для $s_i(t)$ и $J(t)$, а также свойство ортонормированности, можно показать, что

$$z_i = \int_0^T \left\{ \sum_{k=1}^N S_{ik} j_k(t) + \sum_{k=1}^N J_k j_k(t) \right\} \sum_{m=1}^N S_{im} j_m(t) dt = \sum_{k=1}^N (S_{ik}^2 + J_k S_{ik}). \quad (2.14)$$

Условное математическое ожидание статистики z_i для случая, когда помеха представляет белый гауссовский шум, равно

$$M\{z_i | S_i\} = \sum_{k=1}^N S_{ik}^2 = E_k, \quad M\{J_k\} = 0. \quad (2.15)$$

Так как в N -мерном пространстве присутствует n ортогональных сигналов, то в силу их равновероятности

$$M\{z_i\} = \frac{E_s}{n}. \quad (2.16)$$

Аналогично, используя (2.10) и (2.11), можно показать, что при детерминированных сигналах $s_i(t)$ условная дисперсия статистики z_i :

$$D\{z_i | S_i\} = \sum_{k=1}^N J_k^2 S_{ik}^2 = \frac{E_s}{N} E_J, \quad (2.17)$$

а полная дисперсия статистики z_i :

$$D\{z_i\} = \frac{E_s}{Nn} E_J. \quad (2.18)$$

Выше указывалось, что мерой эффективности метода расширения спектра сигналов является отношение сигнал-помеха. Используя (2.16) и (2.18), получим

$$q^2 = \frac{M^2\{z_i\}}{D\{z_i\}} = \frac{E_s}{E_j} \frac{N}{n}. \quad (2.19)$$

Как следует из (2.19), независимо от стратегии постановки помех с ограниченной мощностью отношение сигнал-помеха в результате обработки увеличивается на величину N/n , которая и определяет коэффициент расширения спектра сигнала. В соответствии с [2] параметр N представляет собой размерность расширенного радиосигнала с длительностью T и шириной полосы частот W_s :

$$N = 2W_s T, \quad (2.20)$$

а параметр n – размерность информационного сигнала с длительностью T и минимальной шириной полосы F_s :

$$n = 2F_s T. \quad (2.21)$$

На основе (2.20) и (2.21) получаем выражение для коэффициента расширения спектра сигнала

$$K_s = \frac{N}{n} = \frac{2W_s T}{2F_s T} = \frac{W_s}{F_s}. \quad (2.22)$$

Таким образом, коэффициент расширения спектра характеризует меру увеличения отношения сигнал-помеха в результате сжатия расширенной полосы частот радиосигнала и приведения её к полосе частот информационного сигнала.

Применительно к СПИ с ППРЧ полученный выше коэффициент расширения спектра (2.22) можно конкретизировать. При расширении спектра за счёт перестройки частоты общая полоса частот СПИ $W_s \geq aM_f/T_s$, где a/T_h – частотный интервал, значение которого выбирается из условия обеспечения ортогональности информационных сигналов, т. е. более полного исключения влияния смежных каналов друг на друга. Значение параметра, как правило, выбирается в пределах 1...2. Учитывая (2.22), коэффициент расширения спектра сигнала для СПИ с ППРЧ можно записать в виде

$$K_s = \frac{aM_f}{T_h F_s}.$$

Если принять, что ведётся побитовая передача со скоростью 1 бит/скачок, $a = 1$ и, следовательно, $T_h F_s = 1$, то коэффициент K_s будет равен числу используемых частотных каналов M_f в СПИ с ППРЧ. Так, например, если число час-

тотных каналов в расширенном диапазоне W_s равно 10^3 , то коэффициент расширения спектра $K_s = 30$ дБ. Такой простой способ расчета K_s возможен при условии, когда используются все M_f каналов, т. е. отсутствуют спектральные провалы, в полосе частот W_s .

В случае M -ичной передачи в СПИ с ЧМ используются лишь M_f/M M -ичных каналов (или групп), что в свою очередь уменьшает значение реализуемого выигрыша при обработке сигнала до величины $10 \log [M_f/M]$ дБ.

При применении для расширения спектра сигнала внутрибитовой ППРЧ с двоичной ЧМ ширина полосы частот каждого канала увеличивается в L раз и при использовании того же числа каналов M_f потребуется в L раз более широкая общая полоса частот по сравнению с полосой частот СРС с побитовой ППРЧ.

В случае совместного использования методов расширения спектра сигналов, например ППРЧ-ПСП, теоретически достижимый коэффициент расширения спектра в гибридной СРС равен сумме коэффициентов расширения спектра, получаемых отдельно для каждого метода:

$$K_{s(\text{ППРЧ-ПСП})} = K_{s(\text{ППРЧ})} + K_{s(\text{ПСП})} = 10 \log \frac{aM_f}{T_h F_s} + 10 \log \frac{W_{\text{ШПС}}}{F_b}. \quad (2.23)$$

Так как скорость передачи данных R_b определяет ширину информационной полосы частот, то при условии, что $R_b = F_s/a$, коэффициент расширения спектра сигнала K_s с учётом выражения для базы сигнала $B_s = W_s/R_b$ определяется как

$$K_s = \frac{B_s}{a}. \quad (2.24)$$

Если принять, что $a = 1$, то коэффициент расширения спектра сигнала K_s равняется базе сигнала B_s .

Положительные свойства СПИ с ППРЧ в условиях РЭП проявляются при использовании сигналов с большой базой. Однако увеличение базы сигналов приводит к некоторым негативным последствиям. В частности, на входе приемника данной СПИ увеличивается число взаимных помех от различных СПИ работающих в одном и том же диапазоне частот, появляются дополнительные

составляющие сигнала, вызванные эффектом многолучёвости распространения радиоволн и др.

При разработке СПИ кроме коэффициента расширения спектра сигнала K_s используется и такой показатель, как запас помехоустойчивости M_j , измеряемый в децибелах и определяемый выражением

$$M_j = K_s - \left(\frac{E_s}{G_j} \right)_{\min} - L_\varepsilon,$$

где $(E_s/G_j)_{\min}$ – минимальное отношение сигнал-помеха на выходе приёмного устройства, обеспечивающее заданное значение вероятности ошибочного приёма информационного символа; L_ε – энергетические потери, обусловленные реализацией аппаратуры.

Запас помехоустойчивости позволяет определить уровень, при котором вероятность ошибочного приема информационного символа не превышает требуемого значения. Например, для двоичной некогерентной СПИ с ППРЧ, имеющей коэффициент расширения спектра $K_s = 30$ дБ и энергетические потери $L_\varepsilon = 2$ дБ, требуется обеспечить вероятность ошибки на бит $P_e = 10^{-5}$. В этом случае минимальное отношение сигнал-помеха равно 13,35 дБ. Таким образом, запас помехоустойчивости $M_j = 14,65$ дБ.

ГЛАВА 3

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СИНТЕЗА СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

3.1 Вводные замечания

Теория потенциальной помехоустойчивости В. А. Котельникова предполагает точное знание распознаваемых сигналов. Большинство реальных случаев сопряжено с приёмом сигналов, содержащих, помимо дискретных сообщений (параметров), также случайные изменения частоты, фазы, амплитуды. Эти изменения могут, в частности, вызываться нестационарностью канала передачи и по своему характеру являются непрерывными. В СПИ эти изменения порождаются также взаимным движением передатчика и приёмника. Иногда трудно выделить главные и второстепенные параметры сигнала; здесь возникает задача совместного оптимального оценивания как дискретных, так и непрерывных параметров. Отсюда следует необходимость постановки и решения задачи совместной фильтрации дискретно-непрерывных процессов.

В качестве моделей фильтруемых параметров используются непрерывные и разрывные марковские процессы. Непрерывные параметры задаются в общем случае в виде компонент многокомпонентных марковских процессов, что позволяет подобрать характеристики моделей близкими к реальным. Дискретные марковские процессы с конечным числом состояний, или марковские цепи, описывают не только передаваемые сообщения, но и помехи, специфические для многоканальных систем связи.

Структурный синтез СПИ основывается на уравнениях гауссовского приближения теории нелинейной фильтрации, поскольку непосредственное моделирование уравнения для апостериорной плотности распределения дискретных и непрерывных параметров практически невозможно, хотя в апостериорной плотности заключена вся информация об оцениваемых параметрах. Используя критерий максимума апостериорной вероятности, находят оптимальные оценки параметров. В гауссовском приближении этот критерий дает минимальные среднеквадратичные ошибки в оценке непрерывных параметров, одновременно обеспечивая наименьшую вероятность ошибки в определении состояния дис-

кретного параметра. Таким образом, в рамках гауссовского приближения теории нелинейной фильтрации удастся объединить разнохарактерные процессы и оценить качественные показатели фильтрации.

Возможны два подхода при записи уравнений гауссовского приближения. Первый основан на представлении совместной апостериорной вероятности в виде произведения безусловной вероятности состояния дискретного параметра и условной плотности непрерывного параметра. При другом подходе считается условной апостериорная вероятность состояния дискретного параметра, а непрерывные параметры имеют безусловную плотность распределения.

Для задач структурного синтеза система уравнений гауссовского приближения упрощается. В основе этих упрощений лежит предположение об апостериорной независимости параметров. Анализ синтезированных устройств позволяет проверить это предположение.

В СПИ дискретные сообщения передаются обычно с фиксированным тактовым интервалом. Состояния дискретного параметра при этом удобно описывать марковской цепью, а задача структурного синтеза сводится к фильтрации дискретно-непрерывных процессов.

Рассмотрим вначале фильтрацию непрерывных марковских параметров сигнала, а затем перейдем к совместной фильтрации дискретных и непрерывных марковских процессов.

3.2 Уравнения фильтрации

непрерывных марковских процессов

В рамках теории нелинейной фильтрации, разработанной Р. Л. Стратоновичем, предполагается, что параметры сигнала являются марковскими процессами. Априорные сведения о них содержатся в стохастических дифференциальных уравнениях, которые записываются в следующем виде:

$$\frac{dI_i}{dt} = K_i(I, t) + n_i(t), \quad i = \overline{1, m}, \quad (3.1)$$

где $I_i \equiv I_i(t)$ – компонента многомерного марковского случайного вектора $I(t) = \{I_1(t), I_2(t), \dots, I_m(t)\}$; $n_i(t)$ – не зависящий от $I(t)$ белый шум с нулевым средним значением

$$\langle n_i(t) \rangle = 0$$

и корреляционной матрицей

$$\langle n_i(t)n_j(t) \rangle = \frac{1}{2} N_{ij} d(t_2 - t_1); \quad i, j = \overline{1, m},$$

где $K_i(I, t)$ – детерминированная функция (коэффициент сноса).

Априорная плотность вероятности $W_{pr}(I, t)$ случайного вектора $I(t)$ описывается уравнением Фоккера – Планка – Колмогорова:

$$\begin{aligned} \frac{\partial W_{pr}(I, t)}{\partial t} = & - \sum_{i=1}^m \frac{\partial}{\partial I_i} \{ K_i(I, t) W_{pr}(I, t) \} + \\ & + \frac{1}{4} \sum_{i, j=1}^m \frac{\partial^2}{\partial I_i \partial I_j} \{ N_{ij} W_{pr}(I, t) \} \equiv L_{pr} \{ W_{pr}(I, t) \}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Уравнение (3.2) характеризует поведение плотности вероятности $W_{pr}(I, t)$ в каждый момент времени, однако решить его удастся лишь в частных случаях.

В постановке задачи нелинейной фильтрации считается, что полезный сигнал $s(t, I)$ является известной скалярной функцией вектора $I(t)$, причём наблюдению доступны лишь реализация смеси $r(t)$ сигнала $s(t, I)$ и шума $n(t)$. Случайное колебание $r(t)$ представляется в виде суммы

$$r(t) = s(I, t) + n(t).$$

$$\langle F(I_t, t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} F(I_t, t) W(I_t, t) dI_t.$$

Белый шум $n(t)$ является стационарным нормальным процессом со следующими характеристиками:

$$\langle n(t) \rangle = 0; \langle n_1(t) n_2(t) \rangle = \frac{1}{2} N_0 \delta(t_2 - t_1), \quad (3.3)$$

где N_0 – односторонняя спектральная плотность белого шума.

Вся доступная информация о параметрах полезного сигнала содержится в финальной апостериорной плотности вероятности $W(I_t, t) = W_{pr}(I_t, t | r_0^t)$ вектора $I(t)$, которая удовлетворяет следующему интегро-дифференциальному уравнению:

$$\frac{\partial W(I_t, t)}{\partial t} = L_{pr} \{W(I_t, t)\} + [F(I_t, t) - \langle F(I_t, t) \rangle] W(I_t, t), \quad (3.4)$$

где

$$F(I_t, t) = \frac{1}{N_0} [2r(t)s(t, I) - s^2(t, I)]; \langle F(I_t, t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} F(I_t, t) W(I_t, t) dI_t.$$

Здесь $r(t)$ – принятая реализация процесса на интервале $[0; T]$.

Уравнение (3.4), полученное Р. Л. Стратоновичем, описывает эволюцию апостериорной плотности вероятности. В начальный момент времени апостериорная плотность совпадает с априорной. В процессе наблюдения за смесью $r(t)$ происходит накопление информации о фильтруемых параметрах, и апостериорная плотность вероятности концентрируется в окрестности оценочных значений параметров полезного сигнала.

Решение уравнения (3.4), а также его моделирование – сложная задача. Поэтому для практических целей исходят из предположения, что апостериорная плотность $W(I_t, t)$ по мере наблюдения и при достаточно большом отношении сигнал-шум приближается к нормальной. Тогда можно ограничиться знанием оценочных значений $I_i^*(t) \equiv I_t^*$ компонент вектора I_t и кумулянтов (гауссовское приближение в теории нелинейной фильтрации), удовлетворяющих следующим уравнениям:

$$\frac{dI_i^*}{dt} = K_i(I^*) + \sum_{j=1}^m h_{ij} \frac{\partial F(I^*, t)}{\partial t}; \quad (3.5)$$

$$\frac{dh_{ij}}{dt} = \frac{1}{2}N_{ij} + \sum_{m=1}^m \left[\frac{\partial K_i(I^*)}{\partial I_m^*} h_{mj} + \frac{\partial K_j(I^*)}{\partial I_m^*} h_{im} \right] + \sum_{m,n=1}^m \frac{\partial F(I^*, t)}{\partial I_m^* \partial I_n^*} h_{im} h_{nj}. \quad (3.6)$$

Уравнения (3.5), (3.6) являются уравнениями квазиоптимальной (квазилинейной) фильтрации, в соответствии с которыми могут быть построены устройства фильтрации. Эти устройства обеспечивают минимальные ошибки фильтрации, характеризуемые дисперсиями $S_a^2 = h_{aa}(t)$ и корреляционными моментами $h_{ij}(t)$. Из-за изменения во времени функций $h_{ij}(t)$ устройство фильтрации оказывается нестационарным. Для многих задач синтеза можно ограничиться рассмотрением стационарных значений коэффициентов h_{ij} . В этом случае принимается $dh_{ij}(t)/dt = 0$ и переходят от функции $F(I^*, t)$ к её усредненным по времени значениям $F(I^*)$. В результате уравнения (3.5) и (3.6) могут быть переписаны в следующем виде:

$$\frac{dI_i^*}{dt} = K_i(I^*) + \sum_{j=1}^m \overline{h_{ij}} F_j(I^*, t); \quad (3.7)$$

$$\frac{1}{2}N_{ij} + \sum_{m=1}^m \left[\frac{\partial K_i(I^*)}{\partial I_m^*} \overline{h_{mj}} + \frac{\partial K_j(I^*)}{\partial I_m^*} \overline{h_{im}} \right] + \sum_{m,n=1}^m \overline{F_{mn}(I^*)} \cdot \overline{h_{im}} \cdot \overline{h_{nj}} = 0. \quad (3.8)$$

Здесь

$$F_j(I^*, t) \equiv \frac{\partial F(I^*, t)}{\partial I_j^*}; \quad \overline{F_{mn}(I^*)} \equiv \frac{\partial^2 \overline{F(I^*)}}{\partial I_m^* \partial I_n^*};$$

$S_j^2 = \overline{h_{ij}}$ – не зависящее от t стационарное значение апостериорной дисперсии оценки параметра $I_i(t)$ и $I_j(t)$; $\overline{h_{ij}}$ характеризует степень коррелированности оценок параметров $I_j(t)$ и $n_t(t)$ в стационарном состоянии.

Уравнения (3.7) и (3.8) можно использовать для синтеза устройств фильтрации непрерывных параметров сигнала. Такие задачи возникают, если непрерывный параметр является переносчиком сообщения, а также их можно использовать при проектировании радиолокационных следящих измерителей, устройств синхронизации в системах передачи информации.

3.3 Модели непрерывных параметров

Реальные непрерывные параметры в радиосистемах можно моделировать многомерным случайным вектором, каждая компонента которого описывается уравнением (3.1). Рассмотрим некоторые примеры аппроксимации реальных непрерывных параметров марковскими процессами.

Сигнал в системах передачи информации – узкополосный процесс. Фаза этого процесса случайна из-за нестабильности колебаний задающего генератора, обусловленных собственными шумами элементов. Она представляет собой винеровский процесс, описываемый стохастическим дифференциальным уравнением

$$\frac{dj(t)}{dt} = n_j(t), \quad (3.9)$$

где $n_j(t)$ – нормальный белый шум с нулевым средним значением и корреляционной функцией

$$\langle n_j(t_1)n_j(t_2) \rangle = \frac{N_j}{2} \delta(t_2 - t_1),$$

а начальная фаза $j_0 = j(0)$ считается случайной, равномерно распределенной в интервале $[-p; p]$.

В системах синхронизации по задержке $t(t)$ – относительное запаздывание между принимаемым и опорным сигналами, обусловленное нестабильностью генераторов тактовых частот на приёмной и передающей сторонах, – также описывается винеровским процессом

$$\frac{dt(t)}{dt} = n_t(t), \quad (3.10)$$

где $n_t(t)$ – белый гауссовский шум с нулевым средним значением и корреляционной функцией $\langle n_t(t_1)n_t(t_2) \rangle = \frac{N_t}{2} \delta(t_2 - t_1)$.

При изменении дальности между передатчиком и приёмником пространственная задержка t сигнала $s(t-t)$ определяется отношением D/c , где c – скорость распространения радиоволн. Вследствие ограничения величины dD/dt относительного движения передатчика и приёмника скоростью c в данном случае имеет место неравенство

$$\left| \frac{dt}{dt} \right| < 1. \quad (3.11)$$

Отсюда следует, что модель задержки в виде винеровского процесса (3.10) или одномерного марковского процесса типа (3.1) неприемлема. В рассматриваемом случае пространственную задержку $t(t)$ можно задать системой уравнений:

$$\frac{dt(t)}{dt} = V(t); \quad \frac{dV(t)}{dt} = -eV(t) + n_V(t),$$

где $\langle n_V(t) \rangle = 0$; $\langle n_V(t_1)n_V(t_2) \rangle = \frac{N_V}{2} \mathbf{d}(t_2 - t_1)$.

Величины e и $N_V(t)$ определяют дисперсию скорости изменения задержки: $N_V/4e$. С вероятностью 0,997 условие (3.11) выполняется, если справедливо неравенство $\sqrt{N_V/4e} < 1/3$. Условию (3.11) с вероятностью 1 удовлетворяет процесс, задаваемый системой уравнений:

$$\frac{dt}{dt} = \text{th} V(t); \quad \frac{dV(t)}{dt} = -eV(t) + n_V(t).$$

Введение нелинейной функции th обеспечивает ограниченность скорости изменения задержки.

В качестве моделей непрерывных информационных параметров, соответствующих, например, телеметрическим сообщениям, используются одномерные или многомерные нормальные марковские процессы. Такие процессы описывают также некоторые виды непрерывных помех. Усложнением моделей можно достичь их достаточно полного соответствия реальным процессам. Однако при структурном синтезе систем фильтрации вид модели фильтруемого параметра сигнала оказывает влияние лишь на построение сглаживающих цепей, не отражаясь на структуре системы в целом. Поэтому на этапе структурного синтеза можно ограничиться простейшими моделями непрерывных фильтруемых процессов, а уточнение структуры сглаживающих цепей производить особо в каждом конкретном случае.

Рассмотренные модели непрерывных сообщений и помех отражают далеко не все реальные процессы в СПИ. В следующих разделах при обсуждении вопросов фильтрации дискретных процессов будут описаны дискретные марковские модели сообщений.

3.4 Фильтрация дискретно-непрерывных процессов

3.4.1 Дискретно-аналоговый алгоритм фильтрации

В совмещённых радиоприемах передаваемые дискретные информационные символы следуют обычно с определённым тактом. В этом случае моделью дискретного параметра X является однородная марковская цепь с дискретным временем.

Рассмотрим подробнее задачу совместного выделения дискретного параметра q с состояниями J_1, J_2, \dots, J_n и фильтрации вектора непрерывных параметров $I(t)$ в предположении, что моменты t_k и матрица вероятностей $\{p_{ij}\}$ перехода процесса $q(t)$ из одного состояния $q = J_i$ в другое $q = J_j$ известны, а переходы разделены минимальным интервалом T . Полагаем также, что время корреляции всех компонент непрерывного марковского процесса $I(t)$ много больше длительности элементарной посылки T , т. е.

$$t_{кор} \ll T. \quad (3.12)$$

Найдём уравнения совместной фильтрации непрерывных параметров $I(t)$ и дискретного процесса $q(t)$. Обозначим апостериорную плотность вероятности для I, q через $W(t, I, q | r_0^t)$. Под r_0^t понимается принятая реализация случайного процесса $r(t)$ на интервале наблюдения $[0; T]$:

$$r(t) = s(t, I, q) + n(t),$$

где $n(t)$ – белый нормальный шум с характеристиками (3.3).

Сравним между собой значения параметров, I, q в два момента времени t_k и t_{k+1} , которые разделены интервалом T .

Апостериорная плотность вероятности $W(I_1, \dots, I_{k+1}; q_1, \dots, q_{k+1} | r_0^{k+1})$, содержащая всю доступную информацию о параметрах I и q , для марковских процессов выражается через априорную вероятность $W(I_1, q_1)$ и вероятности перехода $p(I_i, q_i | I_{i-1}, q_{i-1})$.

С учётом того что шум $n(t)$ нормальный, можем записать следующее соотношение, связывающее значения апостериорной плотности вероятности в моменты t_k и t_{k+1} через функционал правдоподобия:

$$W(I_1, \dots, I_{k+1}; q_1, \dots, q_{k+1} | r_0^{k+1}) = \frac{1}{W(r_k^{k+1} | r_0^k)} W(I_1, \dots, I_k; q_1, \dots, q_k | r_0^k) \times \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{kT}^{(k+1)T} [r(t) - s(t, I_{k+1}, q_{k+1})]^2 dt \right\} p(t, I_{k+1}, q_{k+1}). \quad (3.13)$$

Здесь $\exp\{\cdot\}$ – функционал правдоподобия.

Введём обозначение

$$F(I_{k+1}, q_{k+1}) = -\frac{1}{N_0} [r(t) - s(t, I_{k+1}, q_{k+1})]^2. \quad (3.14)$$

Будем интересоваться значениями I_{k+1} и q_{k+1} лишь на последнем тактовом интервале T . Для этого в выражении (3.13) произведём суммирование по q_1, q_2, \dots, q_k и интегрирование по I_1, I_2, \dots, I_k . С учётом формулы (3.14) получим

$$W(I_{k+1}, q_{k+1}) = -\frac{1}{W(r_k^{k+1} | r_0^k)} \exp \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} F(I_{k+1}, q_{k+1}) dt \right\} \times \sum_{q_k} \int_{I_k} W(I_k, q_k | r_0^k) p(I_{k+1}, q_{k+1} | I_k, q_k) dI_k. \quad (3.15)$$

Для непрерывных параметров при выполнении условия (3.12) плотность вероятности перехода $W(I_{k+1} | q_{k+1})$ удовлетворяет следующему уравнению:

$$p(I_{k+1} | I_k) = d(I_{k+1} - I_k) - T \sum_{i=1}^m \frac{\partial}{\partial I_i} [K_i(I, t) d(I_{k+1} - I_k)] + \frac{1}{4} T \sum_{i,j} \frac{\partial^2}{\partial I_i \partial I_j} [N_{ij} d(I_{k+1} - I_k)] + T^2 \dots \equiv \equiv d(I_{k+1} - I_k) + TL_{pr} \{d(I_{k+1} - I_k)\} + T^2 \dots,$$

где L_{pr} – оператор Фоккера – Планка – Колмогорова; $K_i(I, t)$, N_{ij} – соответственно коэффициенты сноса и диффузии процесса $I(t)$.

Учитывая независимость параметров I , q и раскрывая знаки суммирования и интегрирования в выражении (3.15), можем записать:

$$\begin{aligned}
W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} | r_0^{k+1}) &= -\frac{1}{W(r_k^{k+1} | r_0^k)} \exp \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} F(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1}) dt \right\} \times \\
&\times \left[\sum_{i=1}^m W(I_{k+1}, \mathbf{q}_k = J_i | r_0^k) p(\mathbf{q}_{k+1} | \mathbf{q}_k = J_i) + \right. \\
&\left. + TL_{pr} \left\{ \sum_{i=1}^m W(I_{k+1}, \mathbf{q}_k = J_i | r_0^k) p(\mathbf{q}_{k+1} | \mathbf{q}_k = J_i) \right\} + T^2 \dots \right].
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Марковская цепь $\mathbf{q}(t)$ удовлетворяет соотношению

$$\sum_{\mathbf{q}_k} p(\mathbf{q}_k | r_0^k) p(\mathbf{q}_{k+1} | \mathbf{q}_k) = p(\mathbf{q}_{k+1} | r_0^k),$$

с учётом которого выражения, стоящие в квадратных скобках формулы (3.16), можно переписать в следующем виде:

$$\sum_{\mathbf{q}_k} W(I_{k+1}, \mathbf{q}_k | r_0^k) p(\mathbf{q}_{k+1} | \mathbf{q}_k) = W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} | r_0^k).$$

В результате выражение (3.16) принимает вид

$$\begin{aligned}
W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} | r_0^{k+1}) &= -\frac{1}{W(r_k^{k+1} | r_0^k)} \exp \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} F(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1}) dt \right\} \times \\
&\times \left[W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} | r_0^k) + TL_{pr} \left\{ W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} | r_0^k) \right\} + T^2 \dots \right].
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Обозначим через K_{k+1} отношение $1/W(r_k^{k+1} | r_0^k)$, не зависящее от I и \mathbf{q} .

Имея в виду неравенство (3.12), разложим K_{k+1} в ряд по степени T :

$$K_{k+1} \cong 1 - gT + T^2 \dots \tag{3.18}$$

и введём обозначение

$$TV = \exp \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} F(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1}) dt \right\} - 1. \tag{3.19}$$

Тогда с учётом соотношений (3.18) и (3.19) уравнение для совместной апостериорной плотности при $\mathbf{q}_{k+1} = J_i$, $i = \overline{1, n}$, согласно формуле (3.17), запишется в следующем виде:

$$\begin{aligned}
W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^{k+1}) &= (1 - gT)(1 + TV_i)W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k) + \\
&+ (1 - gT)(1 + TV_i)TL_{pr} \left\{ W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k) \right\} = \\
&= W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k) + TL_{pr} \left\{ W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k) \right\} + \\
&+ T(V_i - g)TL_{pr} \left\{ W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k) \right\} + T^2 \dots,
\end{aligned} \tag{3.20}$$

где

$$TV_i = \exp \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} F(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i) dt \right\} - 1.$$

Пренебрегая в соотношении (3.20) членами порядка T^2 и выше, представим уравнение в конечных разностях:

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta W(I_{k+1})}{T} &= \frac{1}{T} \left[W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k) + TL_{pr} \left\{ W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k) \right\} \right] = \\
&= L_{pr} \left\{ W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k) \right\} + (V_i - g)W(I_{k+1}, \mathbf{q}_{k+1} = J_i | r_0^k).
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Поскольку компоненты вектора $I(t)$ изменяются медленно на отрезке $[0, T]$, то в выражении (3.21) можно формально перейти к дифференциальной записи. Этот переход тем точнее, чем сильнее неравенство (3.12). В итоге получим дифференциальное уравнение для апостериорной плотности вероятности $W(I, \mathbf{q} = J_i | t) \equiv W_i(I, t)$:

$$\frac{DW(I_{k+1})}{T} \cong \frac{\partial W_i(I, t)}{T} = L_{pr} \{W_i(I, t)\} + (\langle V_i \rangle - g)W_i(I, t). \tag{3.22}$$

Просуммировав по i правую и левую части соотношения (3.22), получим уравнение для апостериорной плотности распределения $W(I, t)$ вектора непрерывных параметров:

$$\frac{DW(I_{k+1})}{T} \cong \frac{\partial W(I, t)}{T} = L_{pr} \{W(I, t)\} + (\langle V_i \rangle - g)W(I, t), \tag{3.23}$$

где

$$\langle V \rangle_q = \frac{1}{T} \left\{ \sum_{i=1}^n P_i \exp \left[\int_{kT}^{(k+1)T} F(I, \mathbf{q} = J_i) dt \right] - 1 \right\}; \tag{3.24}$$

P_i – апостериорная вероятность состояния $\mathbf{q} = J_i$.

Интегрируя уравнение (3.23) по всем значениям $I(t)$, из условия нормировки получим выражение для g :

$$g = \int_I \langle V \rangle_q W(I, t) dI.$$

Аппроксимируем безусловную плотность распределения $W(I, t)$ m -мерным нормальным законом:

$$W(I, t) = \exp \left\{ C(t) - \frac{1}{2} \sum_{m, I=1}^m b_{mm} (I_m - I_m^*)(I_n - I_n^*) \right\}, \quad (3.25)$$

где $b_{mm} \equiv b_{mm}(t)$ – функции времени, характеризующие вместе с оценками $I_m^*(t)$ и $I_n^*(t)$ совместную плотность распределения $W(I, t)$; $C(t)$ – нормировочный коэффициент, зависящий от функций $b_{mm}(t)$.

Гауссовская аппроксимация (3.25) позволяет перейти от уравнения (3.23), описывающего эволюцию плотности вероятности параметра $I(t)$, к приближенным соотношениям для математических ожиданий $I_b^*(t)$ и вторых центральных моментов $h_{mm}(t)$ аппроксимирующего гауссовского распределения:

$$\frac{\Delta I_{k+1}^*}{T} \cong \frac{\Delta I^*}{dt} = K(I^*) + \sum_{=1}^m h \frac{\partial \langle V \rangle^*}{\partial I^*}; \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta h}{T} &\cong \frac{dh}{dt} = \\ &= \frac{N}{2} + \sum_{=1}^m \left[\frac{\partial K(I^*)}{\partial I^*} h_{am} + \frac{\partial K(I^*)}{\partial I^*} h \right] + \sum_{=1}^m \frac{\partial^2 \langle V \rangle^*}{\partial I^* \partial I^*} h h. \end{aligned} \quad (3.27)$$

В этих уравнениях в отличие от соотношений (3.5) и (3.6) оценки I_b^* и кумулянты h_{mm} определяются производными функций $\langle V \rangle_q^*$ по I_a и I_b в точках оценок I_a^* и I_b^* . Поскольку функции $\langle V \rangle_q^*$ формируются в соответствии с апостериорными вероятностями P_i состояний дискретного параметра, имеет место взаимосвязь между устройством, вырабатывающим значения P_i , и устройствами, формирующими оценки I_b^* и кумулянты h_{mm} .

В стационарном режиме кумулянты h_{mm} постоянны, и в этом случае $\Delta h_{mm} = 0$, а уравнение (3.27) переходит в алгебраическое. Решая такое уравне-

ние, можно вычислить стационарные значения кумулянтов и подставить их в уравнение (3.26). При структурном синтезе это позволяет исключить из устройства фильтрации блок, оценивающий текущие значения h_{mn} (блок точности), что существенно упрощает устройство фильтрации в целом.

Определим решающее правило для выделения дискретного параметра, считая априорные вероятности состояний одинаковыми.

Решение о значении дискретного параметра на k -м интервале может быть принято по критерию минимального среднего риска при простой функции потерь и сводится к вычислению функционала правдоподобия.

Функционал правдоподобия при $q_{k+1} = J_i$ можно выразить через совместную апостериорную плотность распределения $W(I_{k+1}, q_{k+1} = J_i | r_0^{k+1})$, $i = \overline{1, n}$. С учётом плотности вероятности перехода $p(I_{k+1} | I_k)$ и выражения (3.15) после интегрирования по I_{k+1} имеем

$$p_i = \int_{I_k} \exp \left[\int_{kT}^{(k+1)T} F(I_{k+1}, q_{k+1} = J_i) dt \right] W(I_k | r_0^k) dI_k.$$

Представив $\exp[\cdot]$ в виде ряда Тейлора в окрестности оценочных значений I^* и произведя интегрирование по I с учётом гауссовского апостериорного распределения $W(I, t)$, получим в результате

$$p_i = \exp \left[\int_{kT}^{(k+1)T} F(I^*, q = J_i) dt \right].$$

Значение p_i можно рассматривать как некоторую ненормированную апостериорную вероятность состояния $q = J_i$. Произведя нормировку, получим следующее выражение для нормированной апостериорной вероятности $s(t - t)$:

$$P_i = \frac{\exp \left[\int_{kT}^{(k+1)T} F(I^*, q = J_i) dt \right]}{\sum_{i=1}^n \exp \left[\int_{kT}^{(k+1)T} F(I^*, q = J_i) dt \right]}. \quad (3.28)$$

Принятие решения о состоянии дискретного параметра производится по критерию максимума апостериорной вероятности, который можно записать в следующем виде:

$$q^* = X^* = \max_i^{-1}\{P_i\}, \quad (3.29)$$

где $\max_i^{-1}\{f_i\}$ – функция, обратная функции $\max\{P_i\}$, что означает равенство q^* тому значению J_i , для которого f_i максимальна.

Совокупность уравнений (3.26)–(3.29) совместно с выражением (3.24), взятым при $I = I^*$, описывает устройство совместной фильтрации дискретно-непрерывных процессов. Уравнения получены при условии выполнения неравенства (3.12), что справедливо для СПИ с относительно высокой скоростью передачи дискретных информационных символов. За время длительности T информационного символа непрерывные параметры $I(t)$ считаются практически постоянными. Решение о значении оценок I^* и вероятностей P_i в этом случае принимается в конце интервала $[kT; (k+1)T]$, после чего производится сброс интеграторов, вычисляющих значение $\int_{kT}^{(k+1)T} F(I^*, q = J_i)$, на каждом отрезке времени $[kT; (k+1)T]$, $k = 0, 1, 2, \dots$.

Возможность формирования оценок в дискретные моменты времени позволяет реализовать устройство фильтрации дискретно-аналогового типа.

3.4.2 Аналоговый алгоритм фильтрации

Приведем уравнения фильтрации дискретно-непрерывных процессов для непрерывного времени.

При постоянном значении дискретного параметра на интервале наблюдения справедливо следующее уравнение для апостериорной вероятности дискретной и непрерывной компонент:

$$\frac{\partial W_{pr}(I, t)}{\partial t} = L_{pr}\{W_i(I, t)\} + [F(I, q = J_i) - \langle F \rangle_{Iq}] W_i(I, t); t \in]t_k; t_{k+1}[, \quad (3.30)$$

где

$$F(I, q = J_i) = \frac{1}{N_0} [r(t) - s(t, I, J_i)]^2;$$

$$\langle F \rangle_{ql} = \sum_{i=1}^n \int_I F(I, q = J_i) W_i(I, t) dI;$$

$$t_k = kT; \quad t_{k+1} = (k+1)T.$$

Уравнение (3.30) может быть получено из соотношения (3.22) путём предельного перехода при $T \rightarrow 0$. В этом случае функция V_i переходит в $F(I, q = J_i)$. Совместные вероятности состояний $q = J_i$ дискретного и непрерывных параметров удовлетворяют уравнению

$$W_i(t_k + 0, I) = \sum_{j=1}^n p_{ij} W_j(t_k - 0, I), \quad (3.31)$$

где $p_{ij} = p(J_i | J_j)$ – вероятность перехода марковской цепи; $W_j(t_k - 0, I)$ – апостериорная вероятность, соответствующая состоянию $q = J_i$ в конце $(k-1)$ интервала. Уравнения (3.30), (3.31) дают полное решение задачи фильтрации дискретно-непрерывных процессов.

Чтобы получить апостериорную вероятность $P_i(t)$, достаточно в соответствии с условием согласованности проинтегрировать плотность вероятности $W_i(I, t)$ по всем значениям I . Значение q^* дискретного параметра выбирается по критерию (3.29) максимальной апостериорной вероятности $W_i(t_{k+1} - 0)$, вычисляемой в конце k -го интервала.

Для получения оценок непрерывного процесса применим, как и ранее, гауссовскую аппроксимацию апостериорного распределения $W(I, t)$. С этой целью, суммируя правую и левую части уравнения (3.30) по i , получим уравнение для апостериорной плотности вероятности до $W(I, t)$ в следующем виде:

$$\frac{\partial W_{pr}(I, t)}{\partial t} = L_{pr}\{W_i(I, t)\} + [\langle F \rangle_q - \langle F \rangle_{ql}] W_i(I, t), \quad (3.32)$$

где

$$\langle F \rangle_q = \sum_{j=1}^n F(I, q = J_j) P_{jI}(t); \quad (3.33)$$

$P_{jl}(t)$ – условные апостериорные вероятности состояний $q = J_i$ дискретного процесса.

При записи уравнений (3.32), (3.33) учтено представление смешанной апостериорной плотности вероятности $W_i(I, t)$ в виде произведения

$$W_i(I, t) = P_{il}(t)W(I, t). \quad (3.34)$$

Представление (3.34) приводит к алгоритму, функционирующему при выполнении условия (3.12) относительно большого времени корреляции непрерывных процессов. Возможно также и другое представление:

$$W_i(I, t) = P_i(t)W(I, t | i), \quad (3.35)$$

где $W(I, t | i)$ – условная плотность вероятности параметра при i -м состоянии дискретного параметра; P_i – безусловная относительно I апостериорная вероятность i -го состояния дискретного параметра.

При условии представления (3.34) и гауссовской аппроксимации апостериорного распределения $W(I, t)$ из уравнения (3.32) следуют уравнения для оценок I_b^* и кумулянтов h_{mn} :

$$\frac{dI_b^*}{dt} = K_b(I^*) + \sum_{a=1}^m h_{ab} \frac{\partial \langle F \rangle_q^*}{\partial I_a^*}; \quad (3.36)$$

$$\frac{dh_{mn}}{dt} = \frac{N_{mn}}{2} + \sum_{a=1}^m \left[\frac{\partial K_n(I^*)}{\partial I_a^*} h_{am} + \frac{\partial K_m(I^*)}{\partial I_a^*} h_{na} \right] + \sum_{a,b=1}^m \frac{\partial^2 \langle F \rangle_q^*}{\partial I_a^* \partial I_b^*} h_{ma} h_{bn}, \quad (3.37)$$

где $\langle F \rangle_q^*$ вычисляется по формуле (3.33) при $I = I^*$.

Уравнение для текущих значений $P_{jl}(t)$ апостериорных условных вероятностей состояний дискретного параметра с учетом представления (3.36) непосредственно следует из соотношения (3.30):

$$\frac{dP_{jl}}{dt} = P_{jl} \left[F(I, q = J_i) - \langle F \rangle_{ql} \right] + \frac{1}{W(I, t)} \{ L_{pr} W(I, t) - P_{jl} L_{pr} W(I, t) \}; \quad (3.38)$$

$t \in]t_k; t_{k+1}[$.

При условии (3.12) малого изменения непрерывных параметров на тактовом интервале T вторым слагаемым в выражении (3.38) можно пренебречь и получить дифференциальное уравнение Риккати:

$$\frac{dP_{jI}}{dt} = P_{jI} \left[F(I, q = J_i) - \langle F \rangle_{qI} \right]; t \in]t_k; t_{k+1}[.$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$P_{jI}(t) = \frac{p(t_k + 0, j | I) \exp \left[\int_{t_k}^t F(I, q = J_i) dt \right]}{\sum_{i=1}^n p(t_k + 0, j | I) \exp \left[\int_{t_k}^t F(I, q = J_i) dt \right]}, \quad (3.39)$$

где вероятность $p(t_k + 0, j | I)$ вычисляется из соотношения

$$p(t_k + 0, j | I) = \sum_{j=1}^n p_{ij} p(t_k - 0, j | I).$$

Алгоритм (3.39) формирования апостериорных вероятностей соответствует аналоговой обработке, при которой используются текущие значения интеграла в показателе экспоненты. Практически этот алгоритм реализуется при гауссовской аппроксимации апостериорной плотности $W(I, t)$. Тогда с учётом приближенного равенства $P_{jI} \cong P_{jI^*}$ можно получить значения P_{jI} в точках $I = I^*$. При равных вероятностях перехода p_{ij} соотношение (3.39) совпадает с (3.28), за исключением того, что верхний предел в интегралах (3.39) переменный.

3.5 Алгоритм переприсвоения непрерывных параметров

Этот алгоритм вытекает из представления (3.35) апостериорной плотности вероятности при описании дискретного процесса марковской цепью $q(t)$.

В случае независимых значений дискретного процесса на соседних тактовых интервалах, т. е. если справедливо $p_{ij} = p_i$, $j = \overline{1, n}$, соотношения, связывающие условные оценки $I_{bj}^*(t)$ и кумулянты $h_{mmj}(t)$ в точках разрешенного перехода, имеют следующий вид:

$$I_{bj}^*(t_k + 0) = \sum_{i=1}^n I_{bj}^*(t_k - 0) p_i(t_k - 0); \quad (3.40)$$

$$h_{mmj}(t_k + 0) = \sum_{i=1}^n \left\{ h_{mmj}(t_k - 0) + \left[I_{mi}^*(t_k - 0) - I_{mi}^*(t_k + 0) \right] \times \right. \\ \left. \times \left[I_{ni}^*(t_k - 0) - I_{ni}^*(t_k + 0) \right] p_i(t_k - 0) \right\}. \quad (3.41)$$

Здесь условные оптимальные оценки $I_{bj}^*(t_k + 0)$ равны для всех j и равны оптимальной безусловной оценке непрерывного параметра. Второй центральный момент безусловной оценки совпадает с $h_{mmj}(t_k + 0)$, которая не зависит от j .

Соотношение (3.40) означает, что в конце каждого тактового интервала вычисляется безусловная относительно j оценка непрерывных параметров, используемая в качестве начальных значений всех оценок в последующем тактовом интервале. Апостериорные вероятности $P_i(t)$ определяются уравнением

$$P_i(t) = \frac{p(t_k + 0) \exp \left[\int_{t_k}^t \langle F_i \rangle_l dl \right]}{\sum_{i=1}^n p(t_k + 0) \exp \left[\int_{t_k}^t \langle F_i \rangle_l dl \right]}, \quad (3.42)$$

где

$$\langle F_i \rangle_l = \int_l F(l, q = J_i, t) W(l, t) dl.$$

Оценка дискретного параметра q^* на k -м тактовом интервале осуществляется в соответствии с правилом (3.29), которое с учётом уравнения (3.42) приобретает вид

$$q_k^* = \max_i^{-1} \left\{ \int_{t_k}^{t_{k+1}} \langle F_i \rangle_l dt + \ln p_i(t_k + 0) \right\}. \quad (3.43)$$

Совокупность соотношений (3.40) – (3.43) определяет алгоритм переприсвоения непрерывных параметров. На тактовом интервале $t \in]t_k; t_{k+1}[$ формируются условные оценки I_{bj}^* , $j = \overline{1, n}$ для каждого из возможных значений J_i . В конце интервала определяется оценка q^* в соответствии с правилом (3.43) и в качестве финальной оценки непрерывного параметра выбирается условная оценка I_{bj}^* , соответствующая $q^* = J_j$. Начальные значения оценок $I_b^*(t_{k+1} + 0)$ в следующем тактовом интервале делаются равными I_b^* . В моменты времени $t \in]t_k; t_{k+1}[$ оценки I_b^* формируются в соответствии с уравнениями (3.36).

Особенностью данного алгоритма является отсутствие ограничения на скорость изменения состояний дискретного параметра, т. е. неравенство (3.12) в рассматриваемом случае может не соблюдаться. Однако это достигается за счёт усложнения устройства фильтрации, которое включает ряд каналов оценки непрерывного параметра. Число каналов определяется числом состояний дискретного процесса.

3.6 Фильтрация двоичных дискретно-непрерывных сигналов

Случаю двоичных информационных символов соответствует $n = 2$. При этом общие уравнения фильтрации могут быть преобразованы. В случае фиксированной длительности информационных символов и использования дискретно-аналогового алгоритма из соотношения (3.28) следует выражение для разности z апостериорных вероятностей:

$$z = P_1(t) - P_2(t) = \text{th} \left[\frac{z^*}{2} \right], \quad (3.44)$$

где

$$z^* = \int_{kT}^{(k+1)T} \left[F(I^*, q = J_1) - F(I^*, q = J_2) \right] dt. \quad (3.45)$$

Решение о состоянии бинарного процесса вырабатывается в результате сравнения значения z^* с порогом H :

$$z^* \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} H.$$

Порог H выбирается из условия минимума суммарной ошибки воспроизведения дискретного сообщения. Заметим, что правая часть выражения (3.45) представляет логарифм отношения правдоподобия $\ln \Lambda$, и приведенное правило отражает алгоритм:

$$\ln \Lambda \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} H.$$

В дальнейшем будут в основном рассматриваться бинарные СПИ, для которых справедливо соотношение (3.45).

Окончательные уравнения, характеризующие систему совместной фильтрации двоичной марковской цепи и непрерывных марковских процессов $I(t)$, запишем, имея в виду уравнения стационарного режима, когда дисперсии ошибок фильтраций постоянны:

$$\Delta I_{k+1}^* = TK_b(I^*) + \frac{1}{2} \sum_{a=1}^m h_{ab} \left\{ (1+z) \int_{kT}^{(k+1)T} \frac{\partial F(I^*, q=J_1)}{\partial I_a^*} dt + \right. \\ \left. + (1-z) \int_{kT}^{(k+1)T} \frac{\partial F(I^*, q=J_2)}{\partial I_a^*} dt \right\}; \quad (3.46)$$

$$z = \text{th} \left\{ \frac{1}{2} \int_{kT}^{(k+1)T} [F(I^*, q=J_1) - F(I^*, q=J_2)] dt \right\}; \quad (3.47)$$

$$q^* = \int_{kT}^{(k+1)T} [F(I^*, q=J_1) - F(I^*, q=J_2)] dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} H, \quad (3.48)$$

где

$$\langle V \rangle_q^* \cong \frac{1}{T} \sum_{i=1}^2 P_i \int_{kT}^{(k+1)T} F(I^*, q=J_i) dt. \quad (3.49)$$

Совокупность уравнений (3.46)–(3.48) определяет структурную схему системы совместной фильтрации, осуществляющей оценку компонент I_b вектора непрерывных параметров и формирование оценок q^* дискретного параметра.

Применение аналогового алгоритма фильтрации приводит к структурной схеме без интеграторов в каналах формирования функций F_1 и F_2 , однако при этом включается интегратор перед нелинейным элементом th . Данное обстоятельство может быть объяснено следующим образом. При выводе уравнений фильтрации непрерывных параметров использован предельный переход от функционалов правдоподобия типа (3.24) при $T \rightarrow 0$, что приводит к зависимости апостериорной плотности распределения $W(I, t)$ не от функции $\langle V \rangle_q$, а от функции $\langle F \rangle_q$, т. е. уравнения для $W(I, t)$ имеют вид (3.32) и отражают «чисто» аналоговую схему. Уравнение (3.23) получено по существу из разностного и отражает дискретно-аналоговый алгоритм, на основе которого реализуются дискретные схемы. Если решение о значении оценок непрерывных и дискретного параметров принимается в конце интервала $[kT; (k+1)T]$, то схема (рисунок 3.1, а) не требует включений дополнительных устройств, кроме стробирующих.

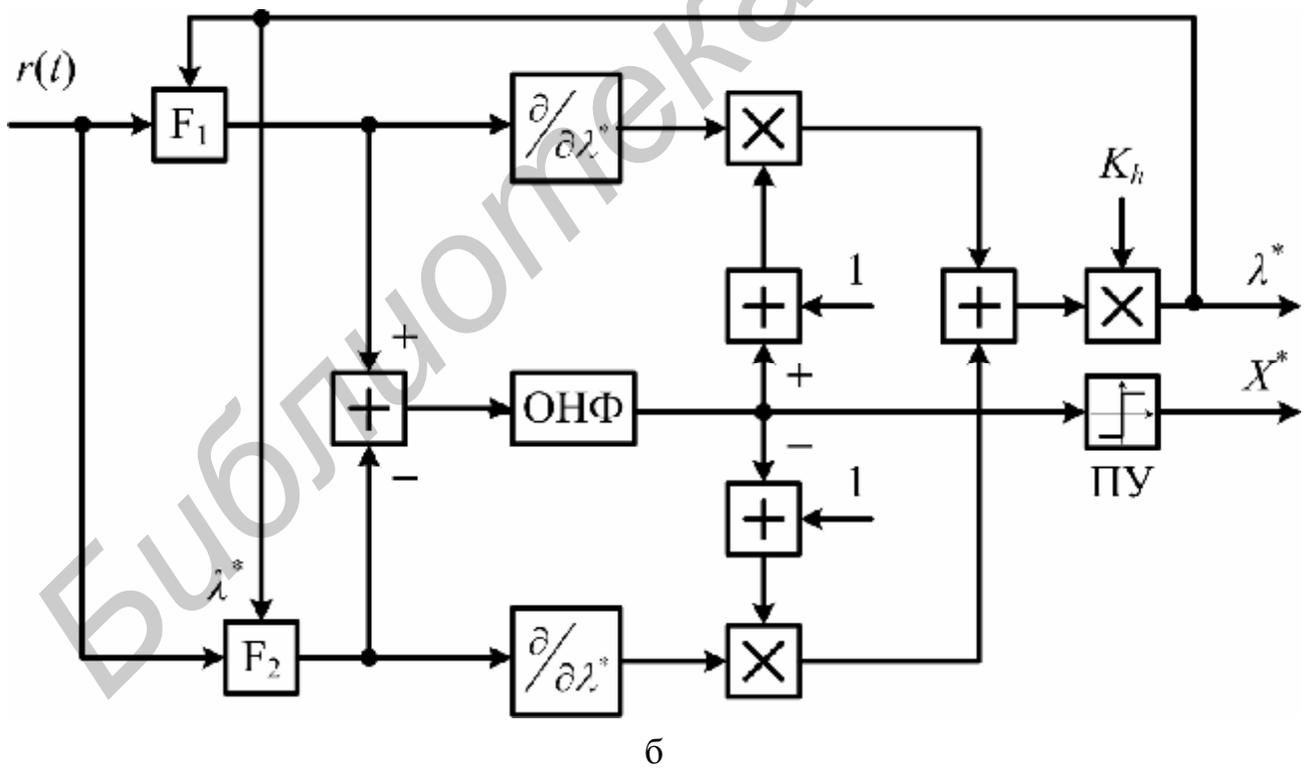
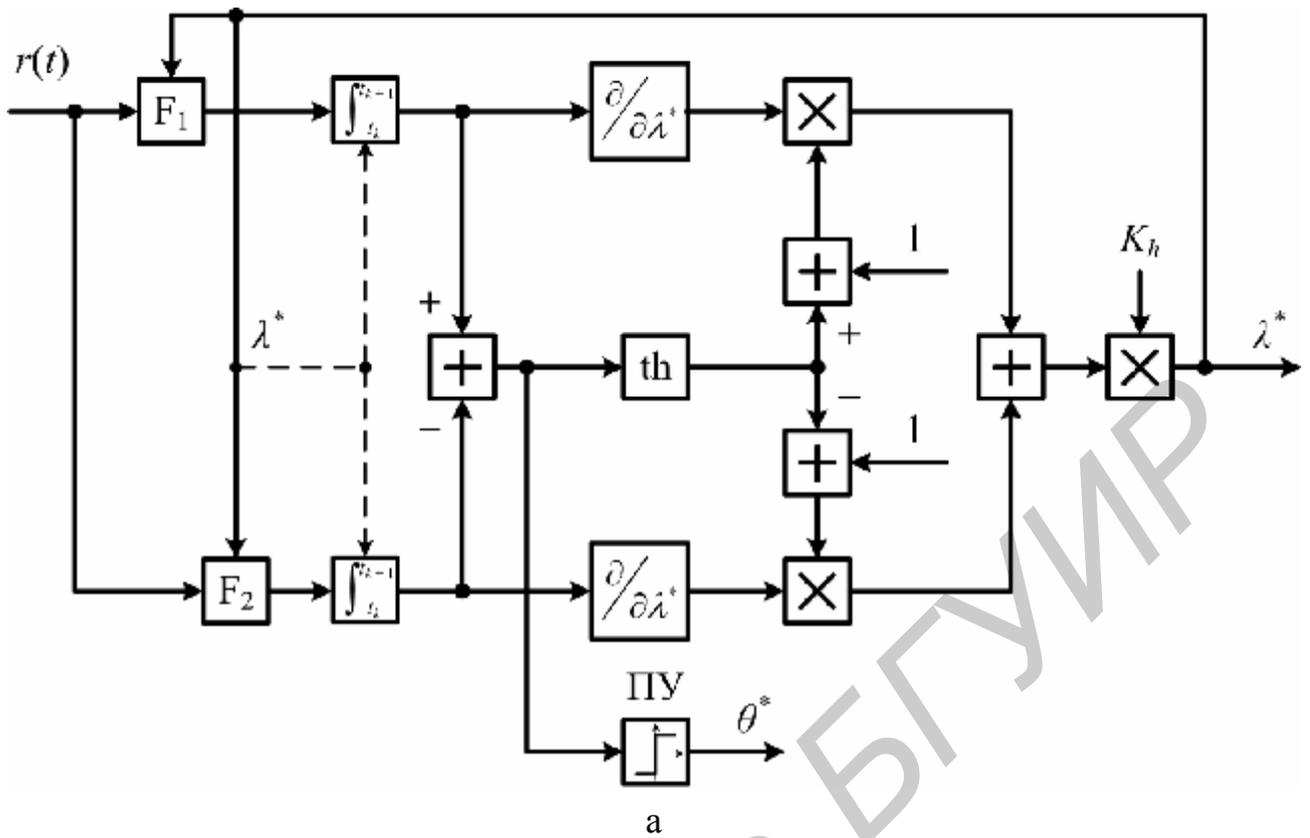


Рисунок 3.1

В связи с вышеуказанным при решении задач структурного синтеза можно брать за основу полученные в данной главе уравнения, позволяющие просто осуществить переход к дискретным схемам.

Необходимо отметить, что в реальных системах моменты перехода процесса $q(t)$ точно не известны. Обычно начало и конец информационного символа оказываются связанными с параметрами $I(t)$ сигнала $s(t, I)$ и поэтому случайно меняются во времени в окрестности точек t_k и t_{k+1} . С учётом этого в исходных соотношениях интервал $T = T(I)$ является функцией параметров $I(t)$. В уравнениях гауссовского приближения (3.46) и (3.47) можно положить

$$\frac{1}{T(I)} \int_{kT(I)}^{(k+1)T(I)} F(I, q = J_i) dt \approx \frac{1}{T_0} \int_{kT(I)}^{(k+1)T(I)} F(I, q = J_i) dt,$$

где T_0 – среднее значение интервала интегрирования, равное априорной длительности информационного символа; $T(I^*)$ – значение интервала, вычисленное с учетом оценки $I^*(t_k)$.

Зависимость интервала интегрирования от I^* приводит к тому, что сбросом интеграторов управляет устройство оценки непрерывных параметров. На рисунке 3.1, а приведена структурная схема совместной фильтрации, построенная в соответствии с уравнениями (3.46) – (3.49). Оценка $I^*(t)$ формируется в замкнутом кольце, в которое входят устройства формирования функций $F_1 = F(I^*, q = J_1)$ и $F_2 = F(I^*, q = J_2)$, интеграторы и устройства вычисления производных $\partial/\partial I^*$. Коэффициент передачи K_h определяется стационарными значениями кумулянтов $\overline{h_{mm}}$. Пороговое устройство (ПУ) вырабатывает оценку q^* дискретного параметра. Через нелинейность th осуществляется обратная связь из устройства выделения дискретной информации в устройство оценки непрерывных параметров. Пунктиром показано управление сбросом интеграторов из блока оценки.

Для сравнения на рисунке 3.1, б приведена модификация схемы обработки. Здесь разность z апостериорных вероятностей состояний дискретного марковского процесса формируется на выходе оптимального нелинейного фильтра (ОНФ).

Использование алгоритма переприсвоения приводит к схеме, содержащей два корреляционных приёмника с устройствами оценки непрерывных параметров и их переприсвоения. Оценка дискретного параметра I^* на k -м тактовом интервале осуществляется в соответствии с алгоритмом (3.43), который при хорошем качестве фильтрации записывается в виде

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} F(I^*, q = J_1, t) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \int_{t_k}^{t_{k+1}} F(I^*, q = J_2, t) dt. \quad (3.50)$$

Уравнение для условных оценок I_{bi}^* , $i = 1, 2$ в момент времени $t \in]t_k; t_{k+1}[$ имеет вид

$$\frac{dI_b^*}{dt} = K_b(I^*) + \frac{1}{2} \sum_{a=1}^m h_{ab} \left\{ (1+z) \frac{\partial F(I^*, q = J_1, t)}{\partial I_a^*} + (1-z) \frac{\partial F(I^*, q = J_2, t)}{\partial I_a^*} \right\}. \quad (3.51)$$

В точках разрешенной смены состояний процесса $q(t)$ из соотношения (3.40) с учетом уравнения (3.42) получим

$$I_{b1}^*(t_k + 0) = I_{b2}^*(t_k + 0) = \frac{1}{2} [I_{b1}^*(t_k - 0) + I_{b2}^*(t_k - 0)] + \frac{1}{2} [I_{b1}^*(t_k - 0) + I_{b2}^*(t_k - 0)] \operatorname{th} \left\{ \frac{1}{2} \int_{t_k}^t [F(I^*, q = J_1, t) - F(I^*, q = J_2, t)] dt \right\}. \quad (3.52)$$

При сравнительно больших значениях отношения сигнал-шум $\operatorname{th}\{\cdot\} \approx \pm 1$ и уравнение (3.52) реализуется в виде схемы переприсвоения непрерывного параметра.

Полученные выше уравнения совместной фильтрации конкретизируются для СПИ с дискретными сложными сигналами.

ГЛАВА 4

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ КВАЗИКОГЕРЕНТНЫХ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

4.1 Синтез устройств обработки когерентных фазоманипулированных псевдослучайных сигналов

4.1.1 Вводные замечания

Квазикогерентные устройства обработки сигналов служат для обеспечения синхронизации и выделения дискретной информации. В совмещенных системах синхронизирующее устройство одновременно осуществляет оценку непрерывных параметров, характеризующих движение передающего устройства СПИ, и служит для формирования опорного сигнала коррелятора, выделяющего дискретные сообщения.

Общий принцип построения квазикогерентного приёмника сохраняется неизменным для различных сигналов: синтезатор ожидаемого сигнала управляется сигналом рассогласования, вырабатываемым на выходе дискриминатора, находящегося под воздействием входной смеси сигнала и шума. Сглаживающие цепи, включаемые после дискриминатора, осуществляют фильтрацию от помех и обеспечивают требуемую динамику работы следящего кольца автоподстройки. Таким образом, синтезатор вырабатывает сигнал, максимально приближающийся по своим параметрам к принимаемому в каждый момент времени. Выработанный синтезатором сигнал можно использовать в качестве опорного при корреляционной обработке.

Хотя общий принцип построения квазикогерентного устройства известен, не всегда удастся на основе эвристических методов указать его подробную структуру и тем более определить параметры устройства. Особенно это трудно при построении систем со сложными сигналами.

Приведенная в главе 3 методика синтеза позволяет достаточно просто найти структурную схему устройств квазикогерентной обработки для каждого конкретно-

го вида сложных сигналов. При этом следует иметь в виду, что свойства непрерывных параметров, в частности вид априорных стохастических дифференциальных уравнений, их описывающих, отражаются лишь на построении сглаживающих цепей, не влияя на структуру приёмника в целом. Поэтому при решении задач структурного синтеза можно ограничиться рассмотрением простейших моделей непрерывных параметров. При необходимости в каждом конкретном случае модели эти могут быть уточнены и, следовательно, изменены соответствующим образом структура и параметры сглаживающих цепей.

В дальнейшем в качестве непрерывных параметров сигнала будут рассматриваться случайные фаза $j(t)$ и задержка $t(t)$, представляющие винеровские процессы (3.9), (3.10) соответственно. Дискретный параметр представляется двоичной марковской цепью. Ввиду большого многообразия сложных сигналов ограничимся рассмотрением наиболее важных и широко используемых, а также перспективных. Среди них следует выделить сложные сигналы с однопараметрической модуляцией (ОМ), к числу которых относятся фазоманипулированные шумоподобные (псевдослучайные) сигналы (ФМ ШПС), а также сигналы с дискретной частотной модуляцией (ДЧМ). Кроме них, в последнее время начинают применяться сигналы с двухпараметрической модуляцией (ДМ), например, сигналы с частотно-фазовой манипуляцией (ДЧМ-ФМ сигналы) и с фазочастотной манипуляцией (ФМ-ДЧМ).

В общем случае сложный ФМ ШПС сигнал, модулированный двоичными информационными символами, можно представить в виде

$$s(t) = a_0 \sin \left\{ \omega_0 t + j(t) + X(t) \left[\frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{4} (g_1 - g_2) \right] + \frac{\Delta_2}{4} (g_1 + g_2) \right\}, \quad (4.1)$$

где Δ_1, Δ_2 — углы фазовой манипуляции; $g_i \equiv g_i(t - t)$; $i = 1, 2$ — двоичные псевдослучайные последовательности, соответствующие информационным символам $x_1 = 1$ и $x_2 = -1$, имеющим длительность T . Задержка $t(t)$ и фаза $j(t)$ являются непрерывными (синхропараметрами) и должны оцениваться в устройстве синхронизации. Дискретный параметр $X(t)$ подвергается оценке в устройстве выделения информации.

Величины углов Δ_1 и Δ_2 манипуляции определяют варианты ФМ ШПС сигнала и возможные виды манипуляции информационными символами, вклю-

чая известные инверсную модуляцию и модуляцию ортогональными сигналами.

Указанные модели характеризуют так называемые некогерентные сигналы, в которых присутствуют случайная фаза $j(t)$ и независимая от неё задержка $t(t)$. Некогерентная модель приводит к оптимальному приёмнику, содержащему отдельные следящие кольца по $j(t)$ и $t(t)$.

В отличие от некогерентных сигналы когерентные не содержат случайной фазы $j(t)$ и зависят лишь от задержки t . В общем виде когерентный ФМ сигнал записывается в виде

$$s(t) = a_0 \sin \left\{ w_0(t - t) + X(t) \left[\frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{4}(g_1 - g_2) \right] + \frac{\Delta_2}{4}(g_1 + g_2) \right\}, \quad (4.2)$$

где $g_i \equiv g_i(t - t)$; $i = 1, 2$.

Когерентные сигналы обуславливают оптимальный приёмник, содержащий управляемый генератор сложного сигнала, включённый в единое кольцо синхронизации.

Характеристики устройств обработки когерентных и некогерентных сигналов, как показано далее, существенно различны, поэтому ниже рассматриваются обе эти модели сигналов.

В качестве псевдослучайных поднесущих $g(t)$ в ФМ ШПС используются M -последовательности, четверичные коды (D -коды) и др. Независимо от вида кода функции $g(t)$ записывается в виде

$$g(t) = \sum_{i=1}^N n_i \operatorname{rect} \left[\frac{t - (i-1)t_g}{t_g} \right],$$

где n_i – коэффициенты, принимающие значения ± 1 в соответствии с законом чередования элементов ПСП; t_g – длительность элемента ПСП; N – число элементов ПСП в интервале T , соответствующем длительности информационного символа.

4.1.2 Аналоговые устройства обработки

Для произвольных углов Δ_1 и Δ_2 манипуляции когерентный ФМ ШПС записывается в виде (4.2).

Согласно уравнениям (3.36), (3.39), с учётом оговоренных условий имеем

$$\frac{\Delta t^*}{dt} = \frac{s_t^2}{2} \left[(1+z) \frac{\partial F(t^*, x_1, t)}{\partial t^*} + (1-z) \frac{\partial F(t^*, x_2, t)}{\partial t^*} \right]; \quad (4.3)$$

$$z = \text{th} \left\{ \frac{1}{2} \int_{t_k}^t [F(t^*, x_1, t) - F(t^*, x_2, t)] dt \right\}, \quad t \in (t_k; t_{k+1}); \quad (4.4)$$

$$X^* = \int_{t_k}^{t_{k+1}} [F(t^*, x_1, t) - F(t^*, x_2, t)] dt \underset{<}{>} H, \quad (4.5)$$

где H – порог; $t_k = kT$.

Поскольку параметр t неэнергетический, функция $F_i^* = F(t^*, x_i, t)$ определяется по формуле

$$F_i^* = \frac{2a_0}{N_0} r(t) s(t, t^*, x_i); \quad i = 1, 2. \quad (4.6)$$

Подставив в формулу (4.6) выражение (4.2) для сигнала, получим

$$F_i^* = \frac{2a_0}{N_0} r(t) \sin \left[w_0(t - t^*) + \frac{\Delta_1}{2} x_i + \frac{\Delta_2}{2} g_i(t - t^*) \right]; \quad (4.7)$$

$$\frac{F_i^*}{dt^*} = \frac{2a_0}{N_0} r(t) \cos \left[w_0(t - t^*) + \frac{\Delta_1}{2} x_i + \frac{\Delta_2}{2} g_i(t - t^*) \right] \left(-w_0 + \frac{\Delta_2}{2} \frac{\partial g_i^*}{\partial t^*} \right). \quad (4.8)$$

Используя соотношения (4.7) и (4.8), перепишем уравнения фильтрации (4.3)–(4.5) в развернутом виде:

$$\begin{aligned} \frac{dt^*}{dt} = k_5 r(t) \{ & \cos [w_0(t - t^*)] [k_1 - k_2(g_1^* - g_2^* + z(g_1^* + g_2^*))] - \\ & - \sin [w_0(t - t^*)] [k_4 z - k_3(g_1^* + g_2^* + z(g_1^* - g_2^*))] \}; \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} z = \text{th} \left\{ \frac{k_6}{2} \int_{t_k}^t r(t) \{ & (g_1^* + g_2^*) k_2 \sin [w_0(t - t^*)] + \right. \\ & \left. + [k_1 + k_3(g_1^* - g_2^*)] \cos [w_0(t - t^*)] \} dt \right\}, \quad t \in (t_k; t_{k+1}); \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$X^* = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \left\{ (g_1^* + g_2^*) k_2 \sin[w_0(t-t^*)] dt + \right. \\ \left. + [k_1 + k_3(g_1^* - g_2^*)] \cos[w_0(t-t^*)] dt \right\} \stackrel{<}{>} H. \quad (4.11)$$

Здесь приняты следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= 2 \cos \frac{\Delta_1}{2} \cos \frac{\Delta_2}{2}; \quad k_2 = 2 \sin \frac{\Delta_1}{2} \sin \frac{\Delta_2}{2}; \quad k_3 = 2 \cos \frac{\Delta_1}{2} \sin \frac{\Delta_2}{2}; \\ k_4 &= 2 \sin \frac{\Delta_1}{2} \cos \frac{\Delta_2}{2}; \quad k_1 = -\frac{a_0}{N_0} w_0 S_t^2; \quad k_5 = \frac{a_0}{N_0}; \\ g_i^* &\equiv g_i(t-t^*), \quad i=1, 2. \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

При записи уравнений (4.9) – (4.11) считалось справедливым равенство

$$f_0 = \frac{w_0}{2p} \square \frac{\partial g_i^*}{\partial t^*} \square \frac{1}{t_0} \left[g_i \left(t-t^* + \frac{t_0}{2} \right) - g_i \left(t-t^* - \frac{t_0}{2} \right) \right],$$

что означает существенное превышение несущей частоты сигнала над тактовой частотой $f_T = 1/t_0$ ПСП.

Уравнения (4.9), (4.10) описывают кольцо слежения за задержкой, уравнение (4.11) – коррелятор с пороговым устройством, выделяющим оценку дискретного параметра. По существу выражение, стоящее в фигурных скобках уравнения (4.9), определяет вид опорного сигнала дискриминатора в устройстве слежения за задержкой. Этот сигнал формируется на частоте w_0 , поэтому дискриминационная характеристика, представляющая зависимость среднего значения напряжения на выходе дискриминатора от рассогласования $e = t - t^*$, имеет осциллирующий характер.

Поясним сказанное примером инверсной модуляции ФМ ШПС сигнала. Имеем $\Delta_1 = 0$, $g_1 = -g_2$. Сигнал записывается в виде

$$s(t) = a_0 \sin \left[w_0(t-t^*) + \frac{\Delta_2}{2} X(t) g(t-t^*) \right].$$

Коэффициенты (4.12), входящие в уравнения фильтрации, определяются как

$$k_1 = 2 \cos \frac{\Delta_2}{2}; \quad k_2 = k_4 = 0; \quad k_3 = \sin \frac{\Delta_2}{2}.$$

Запишем уравнения фильтрации для частного случая $\Delta_2 = p$. При этом, как показано ниже, обеспечивается минимум вероятности ошибки воспроизведения дискретного параметра.

Уравнения имеют следующий вид:

$$\frac{dt^*}{dt} = -k_5 \operatorname{th} \left\{ 2k_6 \int_{t_k}^t r(t)g(t-t^*) \cos[w_0(t-t^*)] dt \times \right. \\ \left. \times r(t)g(t-t^*) \cos[w_0(t-t^*)] \right\}, t \in (t_k; t_{k+1}); \quad (4.13)$$

$$X^* = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t)g(t-t^*) \cos[w_0(t-t^*)] dt \Big|_{<}^> 0. \quad (4.14)$$

Для рассматриваемого случая структурная схема квазикогерентного приёмника приведена на рисунке 4.1. Здесь учтено, что $k_1 = 0$ и $k_3 = 1$, а также принято, что тактовая и несущая частоты находятся в кратном отношении, т. е. $f_0 = kf_T$.

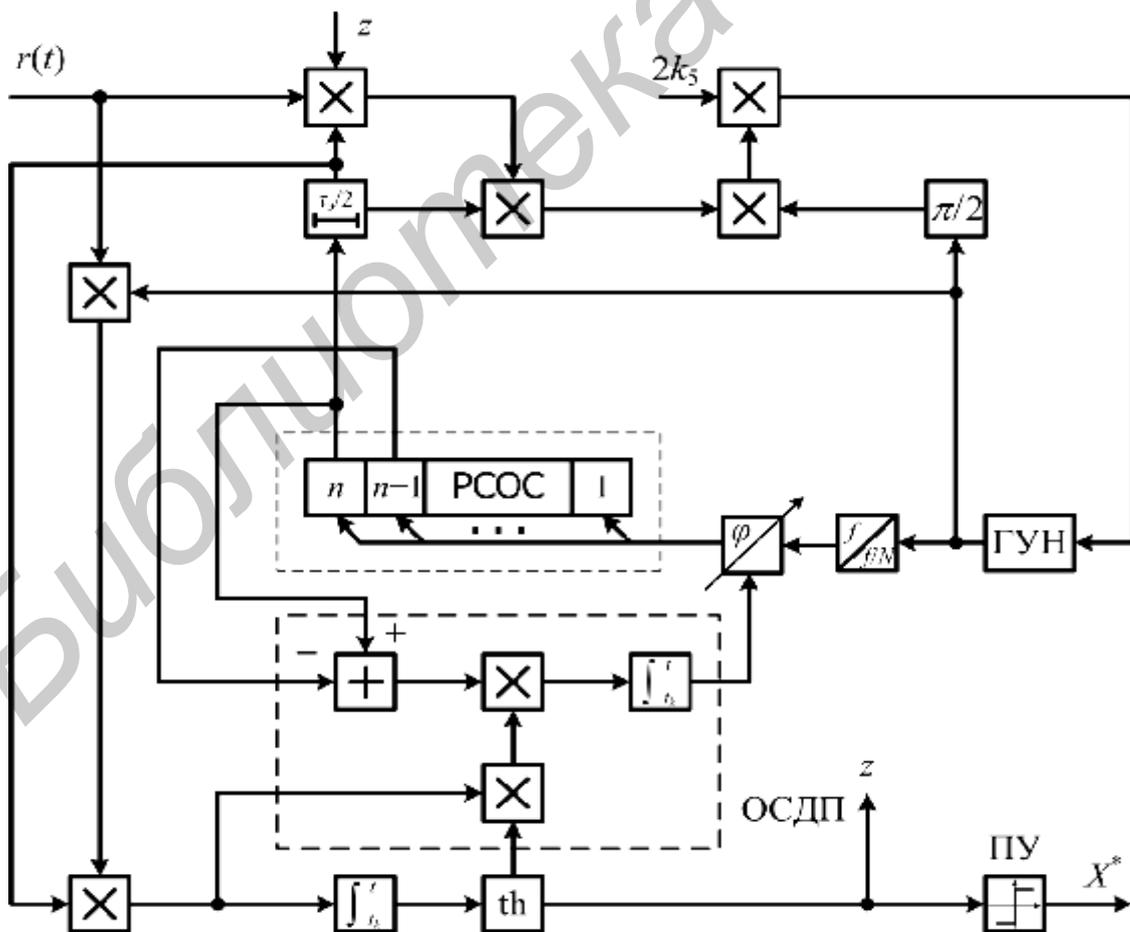


Рисунок 4.1

Генератор ПСП $g(t)$ построен на основе n -разрядного регистра сдвига с обратными связями (РСОС). Управление регистром производится импульсами тактовой частоты, вырабатываемыми делителем частоты. При изменении $t(t)$ происходит подстройка генератора, управляемого напряжением (ГУН), таким образом, чтобы фаза несущего колебания и временное положение ПСП наилучшим образом соответствовали принимаемому сигналу. Решение о значении дискретного параметра вырабатывается на выходе порогового устройства (ПУ), на которое поступает текущее значение $z^*(t)$. Последнее формируется на входе нелинейного элемента th .

Корреляционный канал с нелинейностью th можно рассматривать как обратную связь по дискретному параметру (ОСДП), вводимую в дискриминатор схемы слежения. ОСДП обеспечивает инвариантность характеристики дискриминатора к изменению знака информационного параметра.

Дискриминационная характеристика (ДХ) дискриминатора следящего устройства в общем случае определяется как среднее значение произведения входного и опорного сигналов дискриминатора.

В рассматриваемом случае ДХ имеет вид

$$D(e) = -R(e) \sin w_0 e, \quad (4.15)$$

где $R(e)$ – корреляционная функция ПСП; $e = t - t^*$.

На рисунке 4.2 (верхний фрагмент) изображена ДХ с учетом того, что ПСП имеет элементы прямоугольной формы. Как видно, ДХ носит осциллирующий характер, что может привести к работе устройства синхронизации в любой из устойчивых точек равновесия системы. Это в свою очередь определяет аномальные (статические) ошибки слежения за задержкой.

Для оценки величины аномальной ошибки и исключения неоднозначности в определении задержки квазикогерентный приёмник можно дополнить вспомогательным устройством, обведенным на рисунке 4.1 пунктиром. Это устройство обладает дискриминационной характеристикой, определяемой разностью корреляционных функций $R(e)$ ПСП, сдвинутых друг относительно друга на величину t_u (рисунок 4.2, нижний фрагмент).

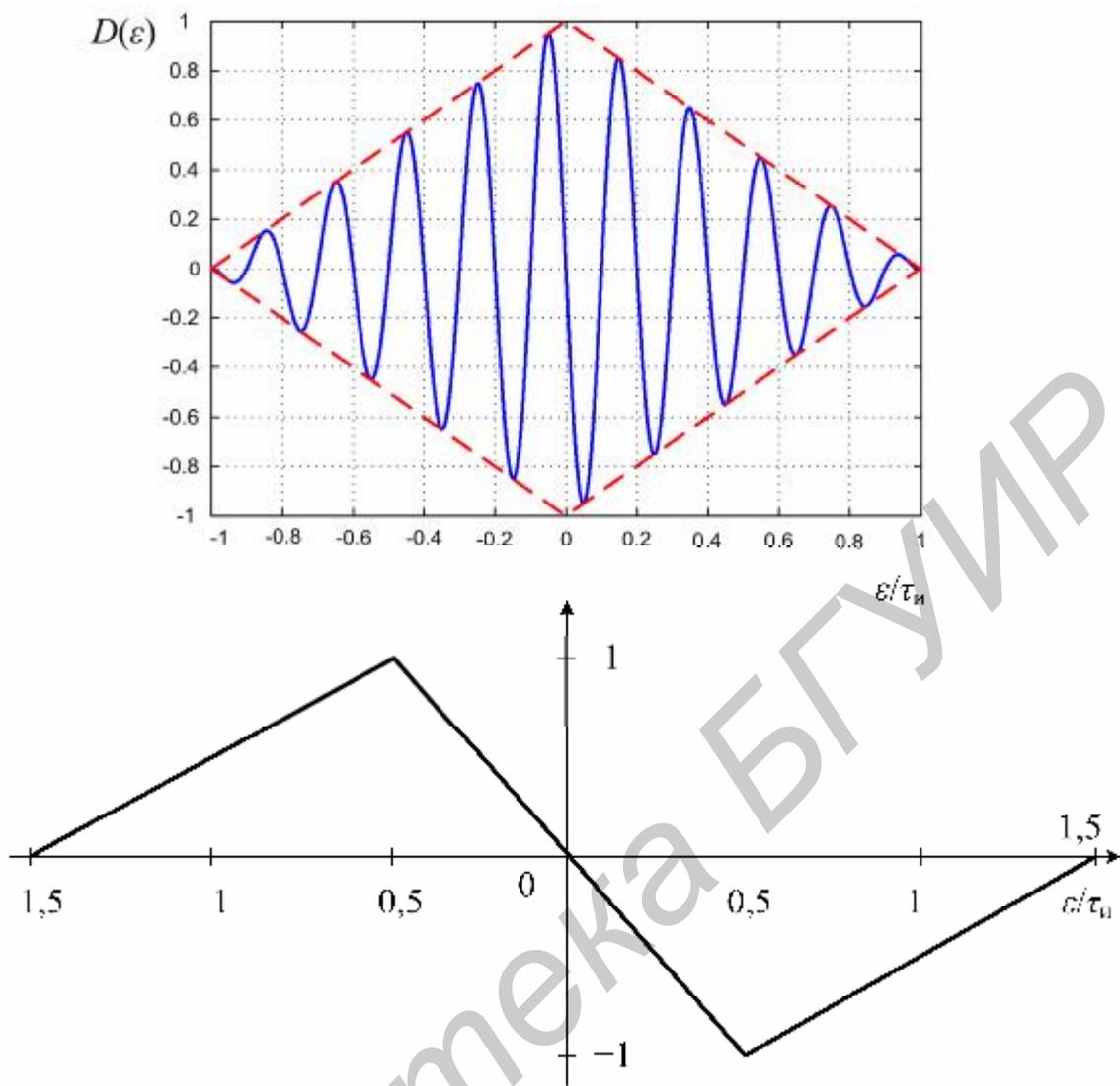


Рисунок 4.2

Напряжение с выхода интегратора вспомогательного устройства управляет работой управляемого фазовращателя, что обеспечивает положение рабочей точки устройства синхронизации в окрестности $e = 0$.

Синхронизированная ПСП $g(t - t^*)$ снимается с последнего разряда регистра сдвига после задержки на время $t_9/2$, необходимое для совмещения максимума огибающей $R(e)$ с нулём дискриминационной характеристики вспомогательного устройства.

4.1.3 Дискретно-аналоговые устройства обработки

Перепишем уравнения фильтрации (3.46) – (3.48), соответствующие дискретно-аналоговому алгоритму, с учётом соотношений (4.6) и (3.49):

$$\left. \begin{aligned} \Delta t_{k+1}^* &= \frac{S_t^2}{N_0} \left[(1+z) \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial s(t, t^*, x_1)}{\partial t^*} dt + (1-z) \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial s(t, t^*, x_2)}{\partial t^*} dt \right]; \\ z &= \text{th} \left\{ \frac{1}{N_0} \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [s(t, t^*, x_1) - s(t, t^*, x_2)] dt \right\}; \\ X^* &= \frac{2}{N_0} \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [s(t, t^*, x_1) - s(t, t^*, x_2)] dt \begin{matrix} > H, \\ < H, \end{matrix} \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

где $\Delta t_{k+1}^* = t^*(t_{k+1}) - t^*(t_k)$; $t_k = kT$.

Для когерентного ФМ ШПС (4.2) на основе приведённых уравнений можно построить структурную схему устройства обработки. При инверсной модуляции $\Delta_1 = 0$ и $\Delta_2 = p$ дискретно-аналоговое устройство описывается уравнениями, аналогичными (4.13), (4.14). Отличие заключается лишь в том, что уравнение (4.13) принимает вид

$$\begin{aligned} \Delta t_{k+1}^* &= -2k_6 \text{th} \left\{ k_6 \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) g(t - t^*) \cos [w_0(t - t^*)] dt \right\} \times \\ &\quad \times \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) g(t - t^*) \sin [w_0(t - t^*)] dt. \end{aligned}$$

Таким образом, интеграторы со сбросом включаются как в канале дискриминатора, так и в канале ОСДП. В остальном структурная схема остается такой же, как на рисунке 2.1.

Сброс накопленного на интеграторах напряжения производится через интервал T . Если начало и конец ПСП соответствуют границам информационного символа, то управление сбросом можно реализовать с помощью дешифратора, который вырабатывает импульсы при определенной комбинации символов в регистре сдвига.

Рассмотрим приём ортогональных сигналов, формируемых на основе ПСП $g_1(t)$ и $g_2(t)$. Примем углы манипуляции $\Delta_1 = 0$ и $\Delta_2 = p$. Уравнения (4.16) переписутся в следующем виде:

$$\Delta t_{k+1}^* = 2k_5 \left[\int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [g_1^* + g_2^*] \sin [w_0(t - t^*)] dt + \right. \\ \left. + z \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [g_1^* - g_2^*] \sin [w_0(t - t^*)] dt \right]; \\ z = \text{th} \left\{ k_6 \frac{1}{2} \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [g_1^* - g_2^*] \cos [w_0(t - t^*)] dt \right\}; \\ X^* = k_6 \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [g_1^* - g_2^*] \cos [w_0(t - t^*)] dt \begin{matrix} > H, \\ < H, \end{matrix}$$

где $g_i^* \equiv g_i(t - t^*)$, $i = 1, 2$.

Структурная схема, построенная в соответствии с приведенными уравнениями, показана на рисунке 4.3.

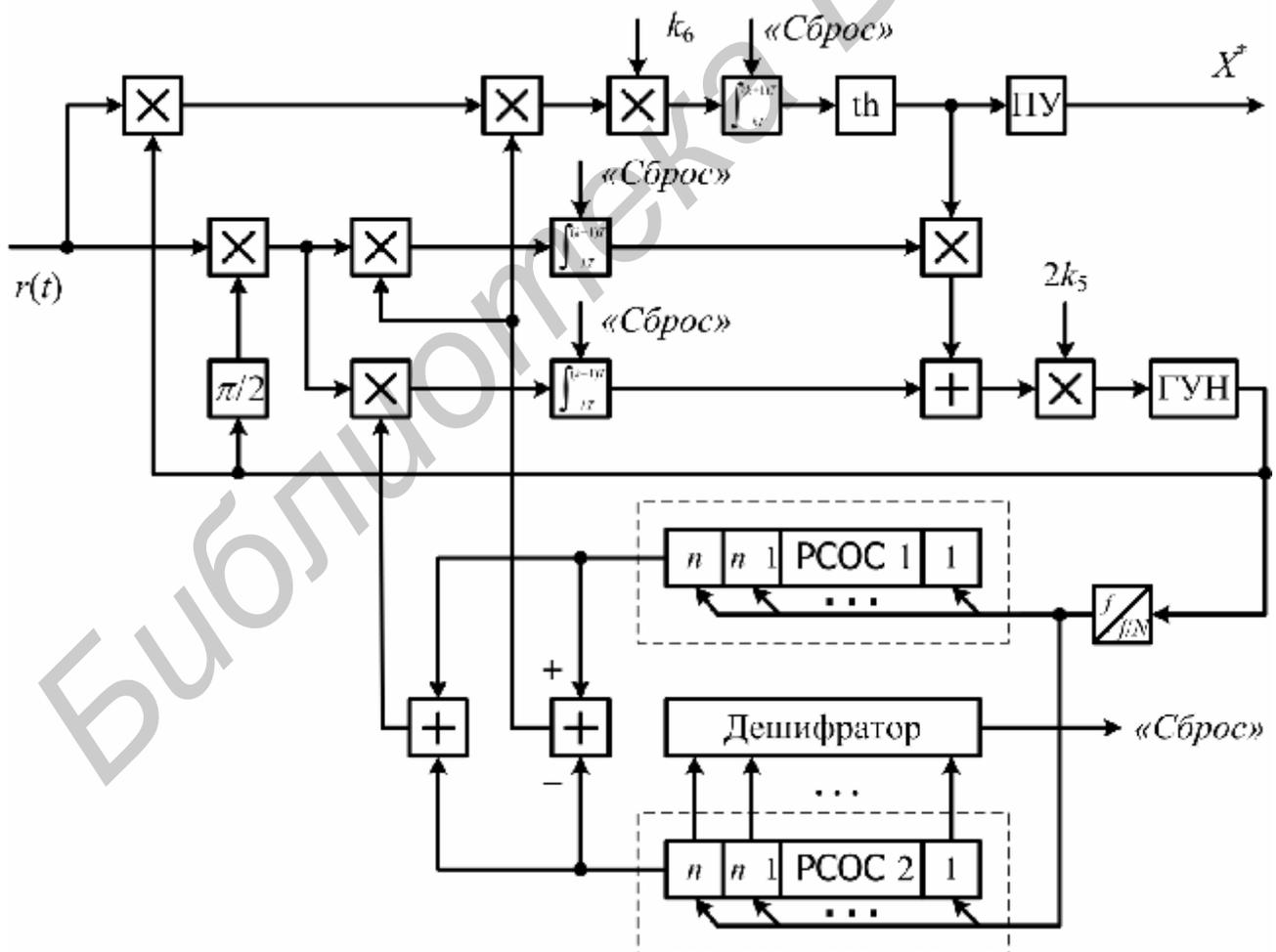


Рисунок 4.3

Интеграторы-накопители, включенные в цепи устройства синхронизации, обуславливают ввод функции z на перемножитель, находящийся внутри кольца слежения. Сброс интеграторов автономен, если моменты перехода информационных символов известны. В случае привязки символов к ПСП сброс может осуществляться через дешифратор, подключенный к регистру сдвига.

Дискриминационная характеристика следящего устройства на рисунке 4.3 имеет вид, показанный на рисунке 4.2. Поэтому в схеме необходимо предусмотреть устройство компенсации статических ошибок.

ОСДП, идущая из блока выделения информации через нелинейный элемент th в схеме на рисунке 4.3, предназначена для управления разностью ПСП $g_1^* - g_2^*$ в кольце синхронизации и не является принципиально необходимой, как в случае с инверсной модуляцией. Действительно, при инверсной модуляции ФМ ШПС отключение обратной связи по z делает устройство синхронизации неработоспособным из-за смены знака дискриминационной характеристики, происходящей при смене знака информационного символа. Отключение обратной связи в устройстве, изображённом на рисунке 4.3, при ортогональности ПСП $g_1(t)$ и $g_2(t)$ приводит лишь к некоторому возрастанию ошибок синхронизации, но сохраняет работоспособность приёмника, что существенно в системах с малым временем корреляции процесса $t(t)$.

4.2 Приём некогерентных фазоманипулированных широкополосных сигналов

4.2.1 Аналоговые устройства обработки

Некогерентный ФМ ШПС в общем случае выражается формулой (4.1) и зависит от двух непрерывных параметров – $j(t)$, $t(t)$ и дискретного – $X(t)$.

Запишем функцию $F_i^2 \equiv F(t^*, j^*, x_i, t)$, входящую в уравнения фильтрации, в следующем виде:

$$\begin{aligned} F_i^* &= \frac{2a_0}{N_0} r(t) \sin \left[w_0 t + j^* + \frac{\Delta_1}{2} x_i + \frac{\Delta_2}{2} g_i(t - t^*) \right] = \\ &= 2k_6 r(t) \left\{ \left[k_1 + x_i k_3 g_i(t - t^*) \right] \sin(w_0 t + j^*) + \right. \\ &\quad \left. + \left[k_2 x_i + k_4 g_i(t - t^*) \right] \cos(w_0 t + j^*) \right\}, \end{aligned} \quad (4.17)$$

где

$$\begin{aligned} k_1 &= \cos \frac{\Delta_1}{2} \cos \frac{\Delta_2}{2}; \quad k_1 = \sin \frac{\Delta_1}{2} \cos \frac{\Delta_2}{2}; \\ k_3 &= \sin \frac{\Delta_1}{2} \sin \frac{\Delta_2}{2}; \quad k_4 = \cos \frac{\Delta_1}{2} \sin \frac{\Delta_2}{2}; \quad k_5 = \frac{a_0}{N_0}. \end{aligned}$$

С учётом выражения (4.17) запишем уравнения фильтрации:

$$\begin{aligned} \frac{dt^*}{dt} &= k_5 S_t^2 r(t) \left\{ k_4 \frac{\partial}{\partial t^*} \left[g_1^* + g_2^* + z(g_1^* - g_2^*) \right] \cos \left[w_0 t + j^* \right] - \right. \\ &\quad \left. - k_3 \frac{\partial}{\partial t^*} \left[g_1^* - g_2^* + z(g_1^* + g_2^*) \right] \sin \left[w_0 t + j^* \right] \right\}; \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} \frac{dj^*}{dt} &= k_5 S_j^2 r(t) \left\{ \left[2k_1 - k_3 \left[g_1^* - g_2^* + z(g_1^* + g_2^*) \right] \cos \left[w_0 t + j^* \right] \right] - \right. \\ &\quad \left. - \left[2k_2 z - k_4 \left[g_1^* + g_2^* + z(g_1^* - g_2^*) \right] \sin \left[w_0 t + j^* \right] \right] \right\}; \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} z &= \text{th} \left\{ k_5 \left\{ \int_{t_k}^t r(t) \left\{ \left[2k_2 - k_4 (g_1^* - g_2^*) \right] \sin \left[w_0 t + j^* \right] - \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \left[k_3 + k_4 (g_1^* + g_2^*) \right] \sin \left[w_0 t + j^* \right] \right\} dt \right\} \right\}, \quad t \in (t_k; t_{k+1}); \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$X^* = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \left\{ 2k_2 + k_4(g_1^* - g_2^*) \cos[w_0 t + j^*] - k_3(g_1^* + g_2^*) \sin[w_0 t + j^*] \right\} dt \stackrel{>}{<} H. \quad (4.21)$$

Эти уравнения описывают поведение системы фильтрации, включающей два взаимосвязанных кольца автоподстройки. Одно из колец обеспечивает слежение за фазой и образует схему фазовой автоподстройки (ФАП), работа которой соответствует уравнению (4.19). Гармоническое колебание, вырабатываемое управляемым генератором схемы ФАП, является опорным для выделения комплексной огибающей ФМ ШПС. По этой огибающей, зависящей от задержки $t(t)$, осуществляется работа схемы слежения за задержкой (ССЗ). В ССЗ, описываемой уравнением (4.18), генератор, управляемый напряжением, выполняет функции тактовой синхронизации формирователей последовательностей g_i , $i = 1, 2$. Эти последовательности необходимы при выделении дискретного параметра в схеме, построенной в соответствии с соотношением (4.21).

Уравнения (4.18)–(4.21) достаточно универсальны. Конкретизируем их для практически важных частных случаев.

В случае инверсной модуляции $g_1 = -g_2 = g$. Выберем $\Delta_1 = 0$; $\Delta_2 = p$, тогда $k_1 = k_2 = k_3 = 0$; $k_4 = 1$.

Уравнения фильтрации имеют следующий вид:

$$\frac{dt^*}{dt} = 2k_5 S_t^2 r(t) \operatorname{th} \left\{ k_5 \int_{t_k}^t r(t) g(t - t^*) \cos(w_0 t + j^*) dt \right\} \times \times \frac{\partial g(t - t^*)}{\partial t^*} \cos(w_0 t + j^*); \quad (4.22)$$

$$\frac{dj^*}{dt} = -k_5 S_j^2 r(t) \operatorname{th} \left\{ k_5 \int_{t_k}^t r(t) g(t - t^*) \cos(w_0 t + j^*) dt \right\} \times \times g(t - t^*) \sin(w_0 t + j^*), \quad t \in (t_k; t_{k+1}); \quad (4.23)$$

$$X^* = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) g(t - t^*) \cos(w_0 t + j^*) dt \stackrel{>}{<} 0. \quad (4.24)$$

Эти уравнения моделируются схемой, представленной на рисунке 4.4, где производная dg^*/dt^* формируется в виде конечной разности:

$$\frac{dg^*(t-t^*)}{dt^*} \approx \frac{1}{t_9} \left[g^* \left(t-t^* + \frac{t_9}{2} \right) - g^* \left(t-t^* - \frac{t_9}{2} \right) \right]. \quad (4.25)$$

Схема ФАП обеспечивает работу синхронных демодуляторов СД 1 и СД 2, на выходах которых выделяются видеопоследовательности, одна из которых содержит информационный параметр в виде инверсной модуляции ПСП (выход СД 2), а другая ПСП не модулирована (выход СД 1). Снятие информационной инверсной модуляции сигнала осуществляется за счет ОСДП.

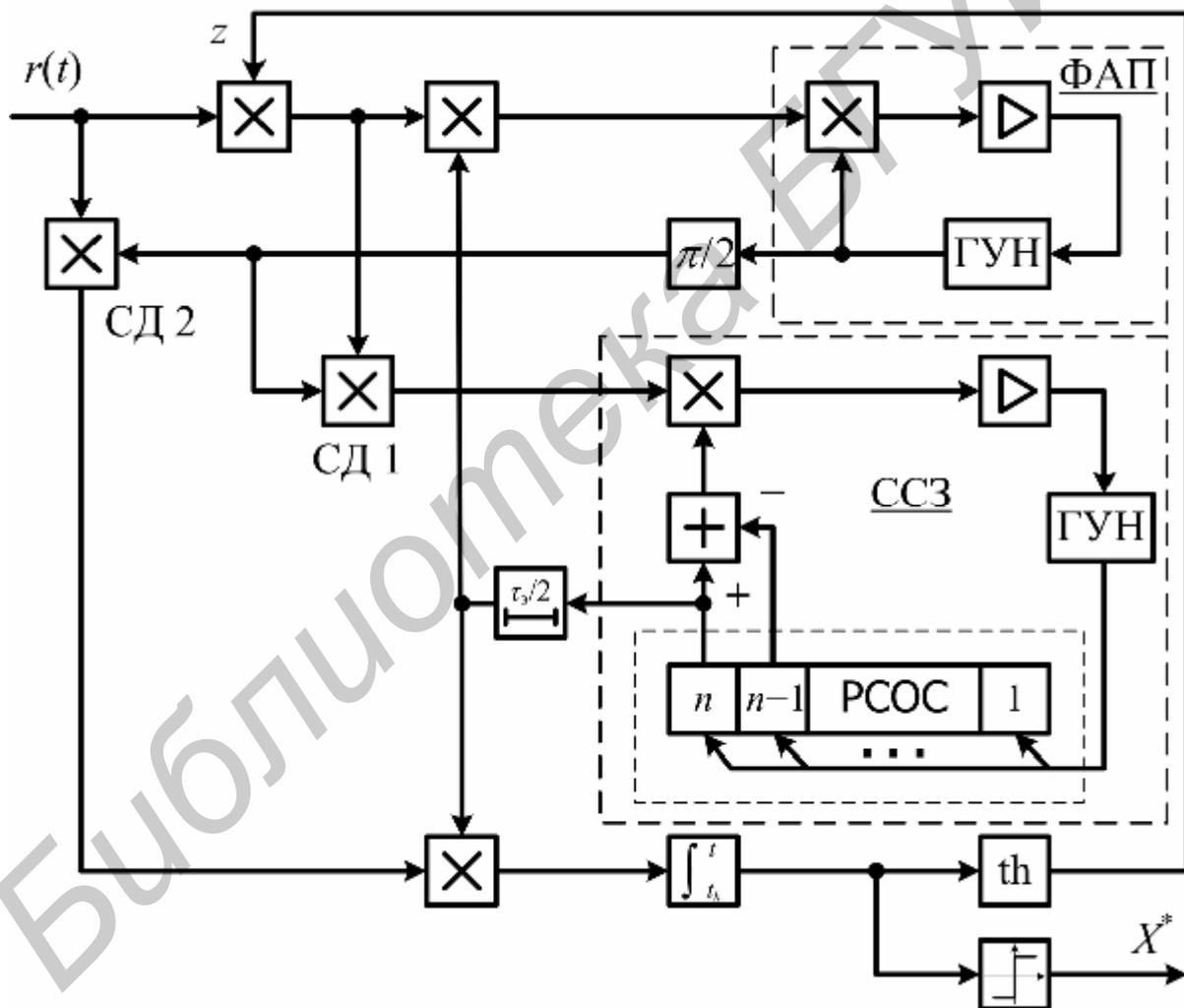


Рисунок 4.4

Устройство синхронизации содержит два кольца автоподстройки: ССЗ и ФАП ((4.22), (4.23)), связанные между собой перекрестными связями. За счет этих связей происходит преобразование ФМ ШПС сигнала в гармонический

на входе ФАП и в периодическую ПСП на входе ССЗ. Такое устройство было впервые предложено Г. И. Тузовым. В рассматриваемом случае устройство синхронизации дополнено перемножителем, интегратором и нелинейным элементом th , которые позволяют выделить функцию $z(t)$ и за счет ОСДП обеспечить работу ФАП и ССЗ при ФМ ШПС сигнале с инверсной модуляцией.

Дискриминационная характеристика ССЗ формируется способом, аналогичным ранее описанному при рассмотрении работы устройства компенсации статических ошибок в схеме на рисунке 4.1. ДХ имеет вид, показанный на рисунке 4.2.

В случае ортогональных ФМ ШПС примем $\Delta_1 = 0$; $\Delta_2 = p$, тогда $k_1 = k_2 = k_3 = 0$; $k_4 = 1$.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dt^*}{dt} &= k_5 S_t^2 r(t) \frac{\partial}{\partial t^*} \left[g_1^* + g_2^* + z(g_1^* - g_2^*) \right] \cos(w_0 t + j^*); \\ \frac{dj^*}{dt} &= -k_5 S_j^2 r(t) \frac{\partial}{\partial t^*} \left[g_1^* + g_2^* + z(g_1^* - g_2^*) \right] \sin(w_0 t + j^*); \\ z &= \text{th} \left\{ \frac{k_5}{2} \int_{t_k}^t r(t) (g_1^* - g_2^*) \cos(w_0 t + j^*) dt \right\}, \quad t \in (t_k; t_{k+1}); \\ X^* &= k_5 \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) (g_1^* - g_2^*) \cos(w_0 t + j^*) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} H. \end{aligned} \right\}$$

Схема, моделирующая приведенные уравнения, показана на рисунке 4.5. Она содержит кольца ФАП и ССЗ, а также схему выделения разности z вероятностей состояния дискретного параметра. Значение z вводится через ОСДП в устройства синхронизации. Операция дифференцирования $\partial/\partial t^*$ в ССЗ практически заменяется вычислением конечной разности (4.25). Последовательности g_1 и g_2 формируются на основе регистров сдвига РСОС 1 и РСОС 2.

Как и в случае инверсной модуляции, схема имеет ОСДП, однако роль её при ортогональных сигналах не принципиальна. Устранение ОСДП упрощает схему, при этом ошибки синхронизации увеличиваются вдвое.

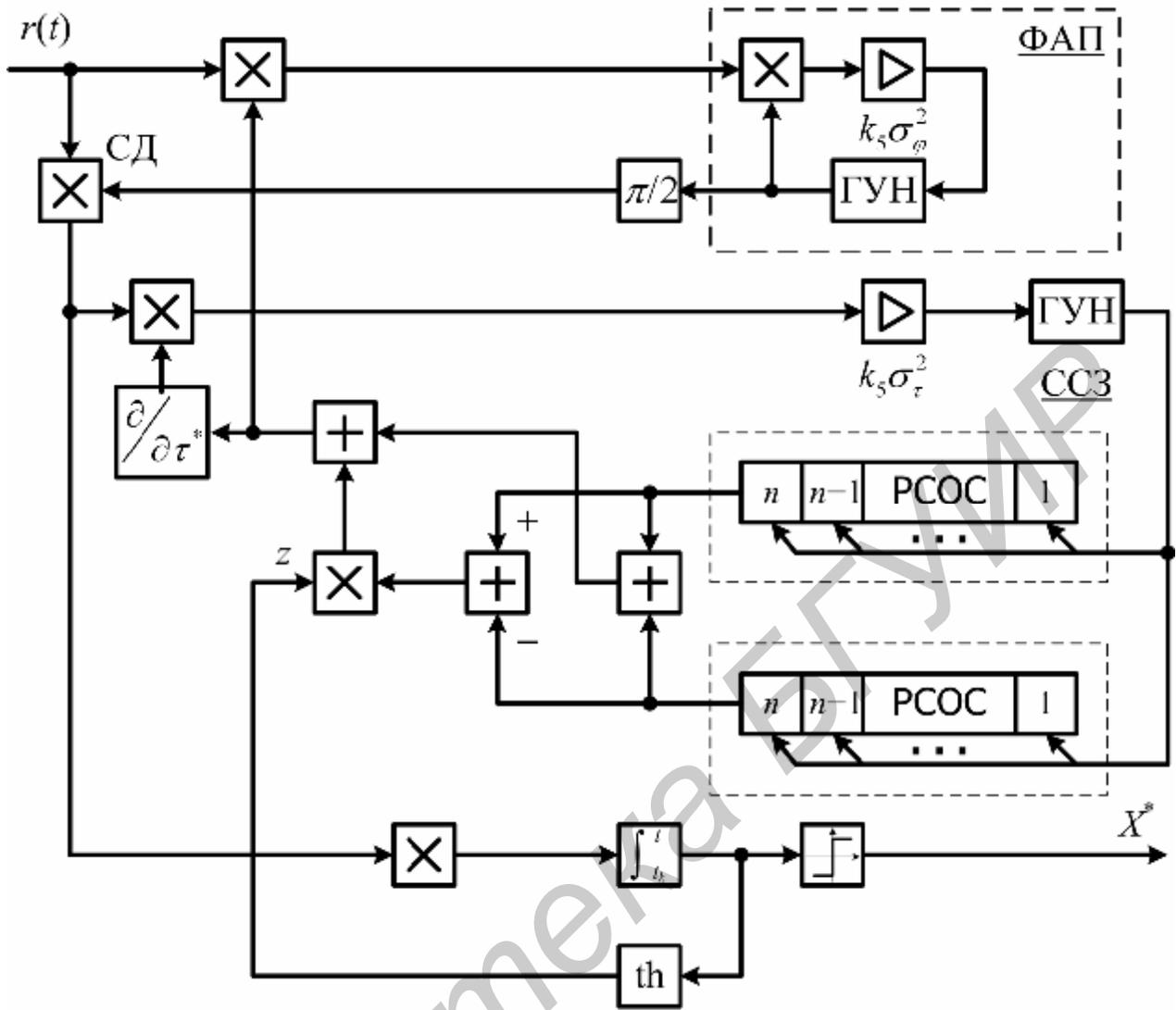


Рисунок 4.5

Возможен вариант построения системы для сигналов, модулирующие ПСП которых формируются одним генератором, а ортогональность (квазиортогональность) обеспечивается задержкой одной ПСП относительно другой на фиксированный интервал t_m (модуляция по задержке): $g_2(t) = g_1(t - t_m)$, $t_m \gg t_g$.

В случае систем с пилот-сигналами при угле $\Delta_1 \neq 0$ обеспечивается формирование пилот-сигнала наряду с составляющей, несущей информацию об $X(t)$. Примем $\Delta_1 = p/2$ и $\Delta_2 = p$. При этом $k_1 = k_2 = 0$; $k_3 = k_4 = 1/\sqrt{2}$.

Запишем уравнения фильтрации для случая $g_1(t) = -g_2(t)$ (инверсная модуляция):

$$\left. \begin{aligned}
\frac{dt^*}{dt} &= \sqrt{2}k_5 S_t^2 r(t) \left\{ \operatorname{th} \left[\frac{k_5}{\sqrt{2}} \int_{t_k}^t r(t) g(t-t^*) \cos(w_0 t + j^*) dt \right] \times \right. \\
&\quad \left. \times \frac{\partial g(t-t^*)}{\partial t^*} \cos(w_0 t + j^*) - \frac{\partial g(t-t^*)}{\partial t^*} \sin(w_0 t + j^*) \right\}; \\
\frac{dj^*}{dt} &= -\sqrt{2}k_5 S_j^2 r(t) \left\{ \operatorname{th} \left[\frac{k_5}{\sqrt{2}} \int_{t_k}^t r(t) g(t-t^*) \cos(w_0 t + j^*) dt \right] \times \right. \\
&\quad \left. \times g(t-t^*) \sin(w_0 t + j^*) + g(t-t^*) \cos(w_0 t + j^*) \right\}; \\
X^* &= k_5 \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) g(t-t^*) \cos(w_0 t + j^*) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} H, \quad t \in (t_k; t_{k+1}).
\end{aligned} \right\}$$

Поскольку в принимаемом сигнале содержится составляющая ФМ ШПС сигнала, немодулированная информационными символами $X(t)$, синхронизацию можно обеспечить по этой составляющей, а канал ОСДП из схемы исключить. Действительно, запишем сигнал в виде

$$s(t) = -\frac{a_0}{\sqrt{2}} g(t-t) \sin(w_0 t + j) + \frac{a_0}{\sqrt{2}} X(t) g(t-t) \cos(w_0 t + j).$$

Здесь синусная составляющая представляет пилот-ФМ ШПС, по которому может быть осуществлена синхронизация. Косинусная составляющая позволяет выделить информационные символы. Уравнения для оценок непрерывных параметров в системе без ОСДП принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}
\frac{dt^*}{dt} &= -\sqrt{2}k_5 S_t^2 r(t) \frac{\partial g(t-t^*)}{\partial t^*} \sin(w_0 t + j^*); \\
\frac{dj^*}{dt} &= -\sqrt{2}k_5 S_j^2 r(t) g(t-t^*) \cos(w_0 t + j^*).
\end{aligned}$$

Соответствующая схема показана на рисунке 4.6. Она содержит два синхронных демодулятора, опорные сигналы которых сдвинуты друг относительно друга на $p/2$. Первый (СД 1) выделяет последовательность $g(t-t)$ из пилот-сигнала, а второй (СД 2) – последовательность, манипулированную информационными символами, т. е. $X(t)g(t-t)$, что позволяет произвести оценку дискретного параметра в устройстве выделения информации.

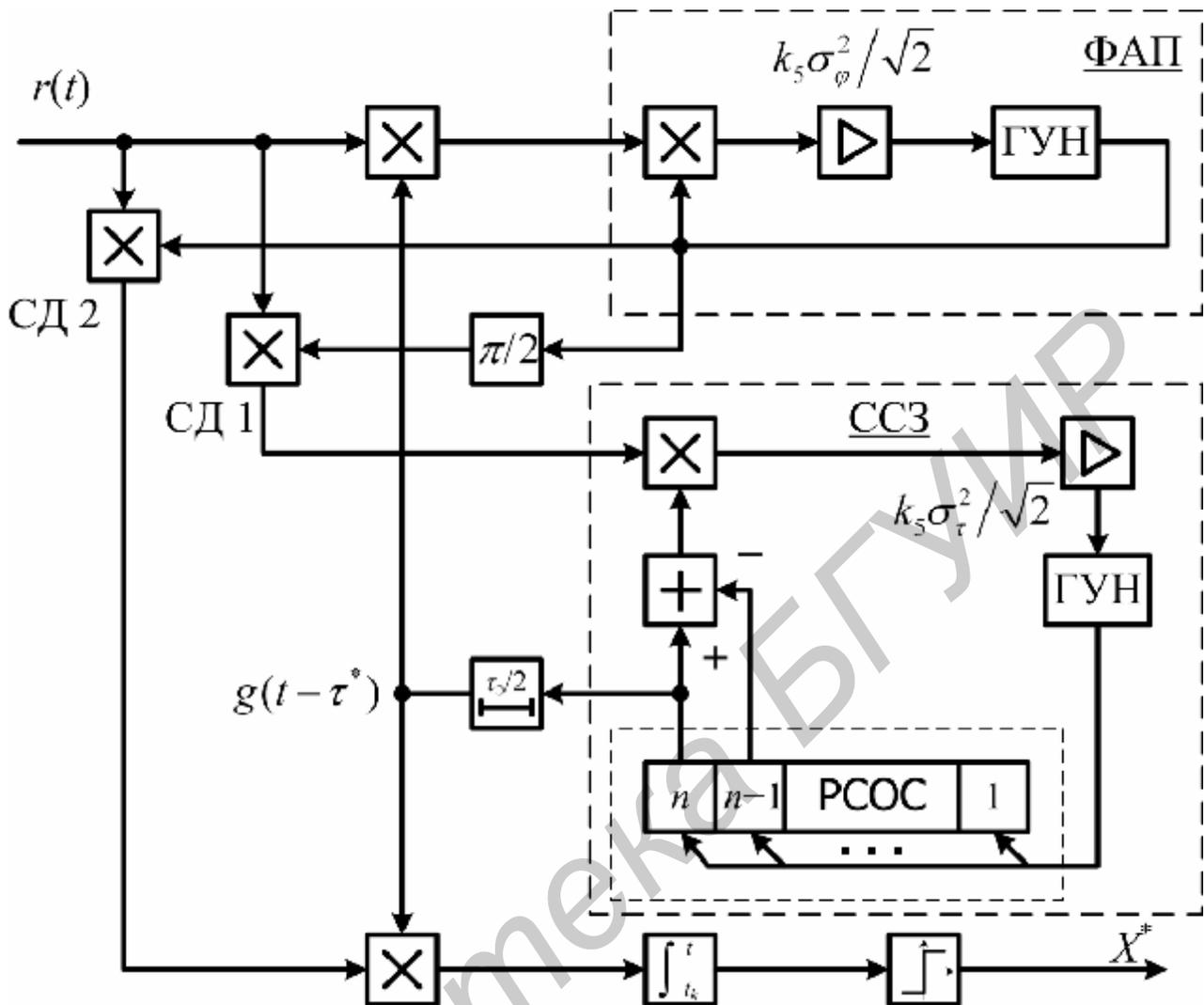


Рисунок 4.6

В связи с тем что мощность сигнальной компоненты составляет половину мощности сигнала в целом, помехоустойчивость данной системы такая же, как и при ортогональных сигналах. Однако благодаря относительной простоте реализации схема на рисунке 4.6 более предпочтительна, чем схема на рисунке 4.5. Отсутствие ОСДП снимает требование большой корреляции непрерывного параметра, поэтому схема на рисунке 4.6 может использоваться в СПИ с относительно низкой скоростью передачи информационных посылок.

4.2.2 Дискретно-аналоговые устройства обработки

Уравнения совместной фильтрации фазы, задержки и выделения дискретного параметра вытекают из соотношений (3.46) – (3.48):

$$\left. \begin{aligned} \Delta t_{k+1}^* &= \frac{S_t^2}{N_0} \left[(1+z) \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial s(t, t^*, j^*, x_1)}{\partial t^*} dt + \right. \\ &\quad \left. + (1-z) \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial s(t, t^*, j^*, x_1)}{\partial t^*} dt \right]; \\ \Delta j_{k+1}^* &= \frac{S_j^2}{N_0} \left[(1+z) \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial s(t, t^*, j^*, x_1)}{\partial j^*} dt + \right. \\ &\quad \left. + (1-z) \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial s(t, t^*, j^*, x_1)}{\partial j^*} dt \right]; \\ z &= \text{th} \left\{ \frac{1}{N_0} \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [s(t, t^*, j^*, x_1) - s(t, t^*, j^*, x_2)] dt \right\}; \\ X^* &= \frac{2}{N_0} \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [s(t, t^*, j^*, x_1) - s(t, t^*, j^*, x_2)] dt \begin{matrix} > H \\ < \end{matrix} \end{aligned} \right\} \quad (4.26)$$

Подставив в эти уравнения выражение (4.1) для некогерентного ФМ ШПС сигнала, можно получить систему, описывающую устройства ФАП, ССЗ, выделения дискретной информации. В отличие от ранее рассмотренного случая ОСДП будет вводиться непосредственно в кольца ФАП и ССЗ после интеграторов.

Рассмотрим конкретный случай, когда $\Delta_1 = 0$, $\Delta_2 = p$, т. е. информация передается путём инверсной модуляции ПСП. С учетом того, что $g_1 = -g_2$, и ранее введенных обозначений получим из выражения (4.26):

$$\begin{aligned} \Delta t_{k+1}^* &= 2k_5 S_t^2 z \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial g(t-t^*)}{\partial t^*} \cos(\omega_0 t + j^*) dt; \\ \Delta j_{k+1}^* &= -2k_5 S_j^2 z \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial g(t-t^*)}{\partial t^*} \sin(\omega_0 t + j^*) dt; \end{aligned}$$

$$z = \text{th} \left\{ 2k_5 \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial g(t-t^*)}{\partial t^*} \cos(\omega_0 t + j^*) dt \right\};$$

$$X^* = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{\partial g(t-t^*)}{\partial t^*} \cos(\omega_0 t + j^*) dt \stackrel{>}{<} 0.$$

Приведенные уравнения можно промоделировать схемой, изображённой на рисунке 4.7. Она содержит устройства ФАП и ССЗ, перекрестно связанные друг с другом. ОСДП вводится в кольца синхронизации через нелинейный элемент th. Сброс интеграторов в цепи коррелятора и в кольцах ФАП и ССЗ осуществляется с помощью дешифратора, формирующего импульсы сброса в соответствии с началом (окончанием) периода ПСП, который в данном примере выбран равным длительности T информационного символа.

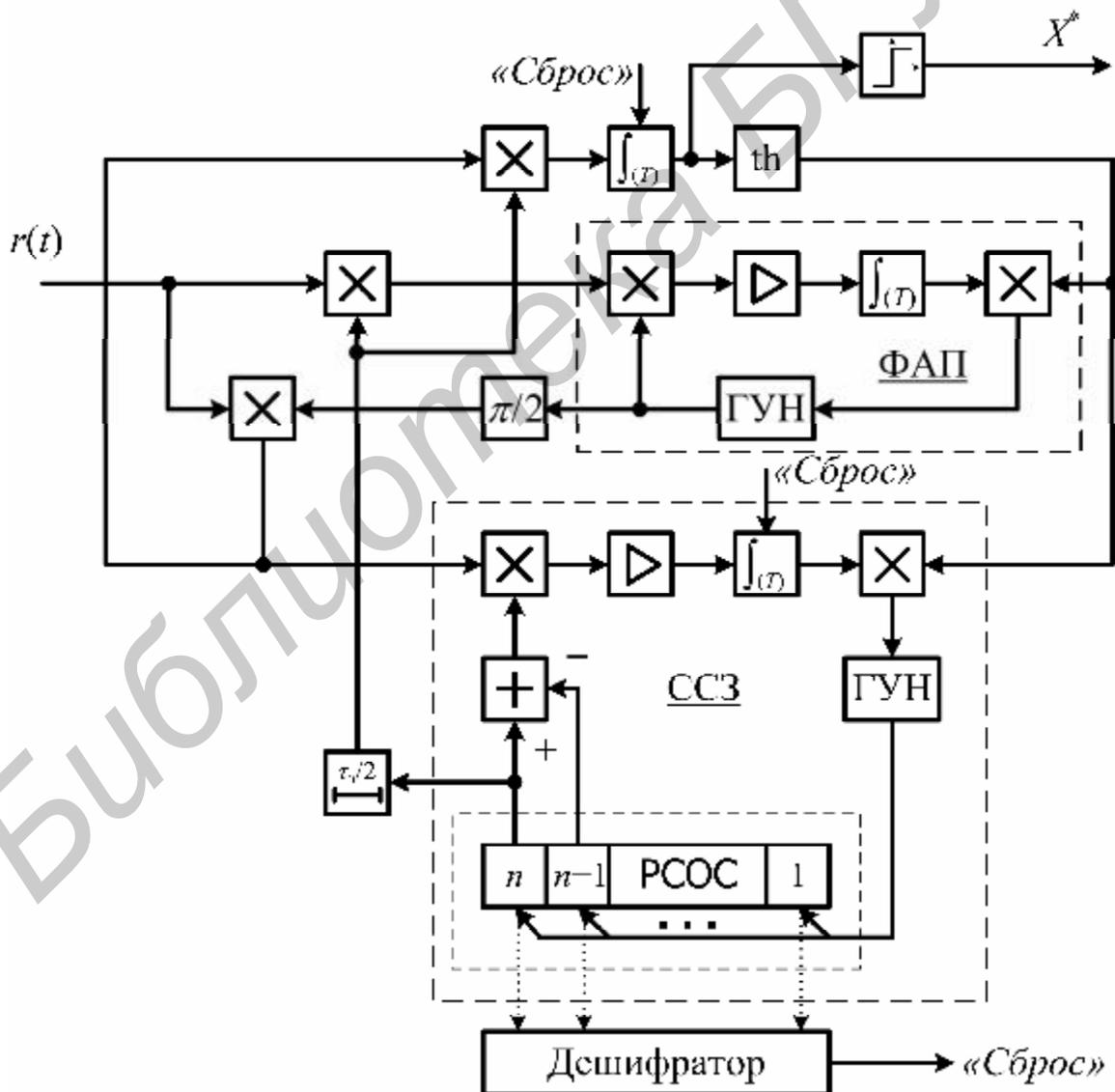


Рисунок 4.7

Работа приведённого квазикогерентного приёмника практически не отличается от ранее описанного случая (см. рисунок 4.4), за исключением того, что в устройстве, показанном на рисунке 4.7, управление генераторами осуществляется в дискретные моменты времени t_k , соответствующие считыванию накопленных на интеграторах напряжений.

По аналогии с данным случаем можно записать уравнения и построить схемы квазикогерентных приёмников ортогональных ФМ ШПС сигналов, для СПИ с пилот-сигналами и т. п.

Библиотека БГУИР

4.3 Синтез квазикогерентных устройств обработки сложных ДЧМ сигналов

4.3.1 Приём когерентных ДЧМ сигналов

Структурный синтез устройств обработки ДЧМ сигналов, а также сложных сигналов с двухпараметрической модуляцией (ДМ) при отсутствии дискретных (информационных) параметров может быть проведен в рамках теории фильтрации непрерывных марковских процессов.

Для осуществления синтеза приёмников ДЧМ, ДЧМ-ФМ сигналов с информационной модуляцией необходимо использовать уравнения типа (4.3)–(4.5) (для когерентных сигналов) и (4.26) (для некогерентных сигналов).

ДЧМ сигналы формируются различными способами и в зависимости от этого имеют свои особенности. Если длительность элемента сигнала фиксирована, а шаг по частоте равен Δw , то ДЧМ сигнал можно представить в виде

$$s(t) = a_0 \sum_{i=1}^L \text{rect} \left[\frac{t - (i-1)t_u - t}{t_u} \right] \cos [w_0(t - t) + N_i \Delta w [t - (i-1)t_u - t] + j(t)] \equiv a_0 \sum_{i=1}^L s_i(t),$$

где N_i – коэффициент, принимающий одно из L значений в соответствии с законом чередования частот в элементах s_i ДЧМ сигнала.

При решении задач структурного синтеза будем использовать упрощённые записи сигналов с информационной дискретной модуляцией.

В общем случае информационной модуляции одному информационному символу ставят в соответствие сигнал, у которого законы частотной и фазовой модуляции отличаются от сигнала, несущего другой символ. Тогда для ФМ ДЧМ сигналов, например, справедливо выражение

$$s(t) = a_0 \sin \left\{ w_0 t + j(t) + \frac{\Delta w}{2} \int_0^t [N_1 + N_2 + X(t)(N_1 - N_2)] dt + X(t) \left[\frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{4} (g_1 - g_2) \right] + \frac{\Delta_2}{4} (g_1 + g_2) \right\} \quad (4.27)$$

Здесь $N_i \equiv N_i(t) = N(x_i) - N_{\Pi}$, $i = 1, 2$ – многоуровневые последовательности, соответствующие последовательностям чисел $\{N_k\}$ для информационных символов x_1 и x_2 соответственно; $N_{\Pi} = (L + 1)/2$.

Для когерентного сигнала $j(t) = 0$. В выражение (4.27) следует подставить $w_0(t - t)$ и случайную задержку сигнала $g_i(t - t)$. В некогерентном случае в аргумент синуса входит $j(t)$, а от задержки зависит лишь ПСП $g_i(t - t)$.

Из вышеприведённых выражений вытекают модели ДЧМ и ФМ сигналов с однократной модуляцией. Так, достаточно в выражении (4.27) положить $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$, чтобы получить выражение для ДЧМ сигнала.

Когерентный сигнал с двойной модуляцией содержит один непрерывный случайный параметр $t(t)$. В соответствии с соотношением (4.27) запишем при $j(t) = 0$ выражения для функций F_i^* , $i = 1, 2$ и их производных по t^* :

$$F_i^* \equiv F(t^*, x_i, t) = \frac{2a_0}{N_0} r(t) \sin \left\{ w_0(t - t^*) + \int_0^{t-t^*} \Delta w N_i dt + \left[\frac{\Delta_1}{2} x_i + \frac{\Delta_2}{2} g(t - t^*) \right] \right\} \equiv \frac{2a_0}{N_0} r(t) \sin A_i, \quad i = 1, 2;$$

$$F_i' \equiv \frac{\partial F(t^*, x_i, t)}{\partial t^*} = \frac{2a_0}{N_0} r(t) \left[-w_0 - \Delta w N_i(t - t^*) + \frac{\Delta_2}{2} \frac{\partial g_i^*}{\partial t^*} \right] \cos A_i.$$

Как и раньше, можно полагать $f_0 \frac{w_0}{2} \gg \partial g_i^* / \partial t^*$. Поэтому уравнения в случае аналогового алгоритма фильтрации запишутся в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{dt^*}{dt} &= -k_6 S_t^2 r(t) [\cos A_1 + \cos A_2 + z(\cos A_1 - \cos A_2)]; \\ z &= \text{th} \left\{ \frac{k_5}{2} \int_{t_k}^t r(t) [\sin A_1 - \sin A_2] dt \right\}, \quad t \in (t_k; t_{k+1}); \\ X^* &= k_5 \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) [\sin A_1 - \sin A_2] dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} H, \end{aligned} \right\} \quad (4.28)$$

где

$$k_5 = \frac{a_0}{N_0}; \quad k_6 = \frac{a_0 w_0}{N_0}.$$

циональную оценку $t^*(t)$. Наличие z в уравнении для t^* указывает на обратную связь по дискретному параметру. Функция $z(t)$ управляет устройством, осуществляющим подключение в кольцо синхронизации соответствующего опорного генератора. На рисунке 4.8 приведена упрощенная схема описанного приёмника, в котором предполагается кратность несущей и тактовых частот ГП и ГПЧ, т. е. $f_0 = kf_T = k_T f_{T2}$. Синтезатор ДЧМ содержит коммутаторы частот (КЧ) и генератор сетки частот (ГСЧ).

Дискриминационная характеристика в схеме на рисунке 2.8 формируется за счёт включения фазовращателей на $p/2$ в цепь слежения и имеет осциллирующий характер, определяемый автокорреляционной функцией сложного сигнала. Как и в случае когерентного ФМ ШПС сигнала, наличие осцилляции может привести к аномальным ошибкам слежения. Поэтому необходимо принять специальные меры для устранения неоднозначности либо подавления боковых лепестков корреляционной функции. Один из способов сводится к введению дополнительных каналов корреляционной обработки с расстроенными на t_p относительно опорного в основном канале сигналами. Расстройка выбирается примерно равной $t_p \approx t_u/L$, а вес дополнительных каналов $k_g = 0,428$, что обеспечивает подавление до -40 дБ.

4.3.2 Приём некогерентных ДЧМ сигналов

Некогерентный сигнал с двойной модуляцией содержит два случайно меняющихся непрерывных параметра: задержку $t(t)$ и фазу $j(t)$. При этом выражение для функции F_i^* входящей в уравнения фильтрации, имеет вид

$$F_i^* \equiv F(t^*, j^*, x_i, t) = \frac{2a_0}{N_0} r(t) \sin \left[w_0 t + j^* + y_i^* + \frac{\Delta_1}{2} x_1 + \frac{\Delta_2}{2} g_i^* \right],$$

где

$$y_i^* \equiv \Delta w \int_0^{t-t^*} N_i dt; \quad g_i^* \equiv g_i(t-t^*).$$

С учетом приведенного выражения уравнения фильтрации задержки, фазы и дискретного параметра для аналогового алгоритма записываются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{dt^*}{dt} &= k_5 S_t^2 r(t) \frac{\partial}{\partial t^*} \left\{ (1+z) \sin \left[w_0 t + j^* + y_i^* + \frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{2} g_1^* \right] + \right. \\
 &\quad \left. + (1-z) \sin \left[w_0 t + j^* + y_i^* - \frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{2} g_2^* \right] \right\}; \\
 \frac{dj^*}{dt} &= k_5 S_j^2 r(t) \left\{ (1+z) \cos \left[w_0 t + j^* + y_i^* + \frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{2} g_1^* \right] + \right. \\
 &\quad \left. + (1-z) \cos \left[w_0 t + j^* + y_i^* - \frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{2} g_2^* \right] \right\}; \\
 z &= \text{th} \left\{ \frac{k_5}{2} \int_{t_k}^t r(t) \left[\sin \left(w_0 t + j^* + y_i^* + \frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{2} g_1^* \right) - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \sin \left(w_0 t + j^* + y_i^* - \frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{2} g_2^* \right) \right] dt \right\}, \quad t \in (t_k; t_{k+1}); \\
 X^* &= k_5 \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \left[\sin \left(w_0 t + j^* + y_i^* + \frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{2} g_1^* \right) - \right. \\
 &\quad \left. - \sin \left(w_0 t + j^* + y_i^* - \frac{\Delta_1}{2} + \frac{\Delta_2}{2} g_2^* \right) \right] dt \begin{matrix} > H \\ < H \end{matrix}
 \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$

Упрощённая структурная схема, соответствующая выражениям (4.29), приведена на рисунке 4.9. Операция $\partial/\partial t^*$ в схеме реализуется в виде вычисления разности задержанных на t_p друг относительно друга сигналов, формируемых в устройстве синхронизации. Схема фильтрации включает в себя кольцо слежения за задержкой и кольцо ФАП, перекрестно связанные друг с другом. В схеме имеется обратная связь по дискретному параметру, идущая из блока формирования z в устройство синхронизации. Генератор, управляемый напряжением, обеспечивает синхронную работу ГПЧ 1 и ГПЧ 2. Если схема предназначена для приёма ДЧМ-ФМ сигналов, у которых частотная манипуляция происходит через k тактов фазовой манипуляции, в схему включается делитель частоты на k (см. рисунок 4.9). Если принимается ФМ-ДЧМ сигнал, у которого тактовая частота ФМ меньше в k раз частоты манипуляции генерато-

ров ГПЧ, то делитель на k включается в цепь генераторов последовательно-стей, а ГУН непосредственно связывается с ГПЧ.

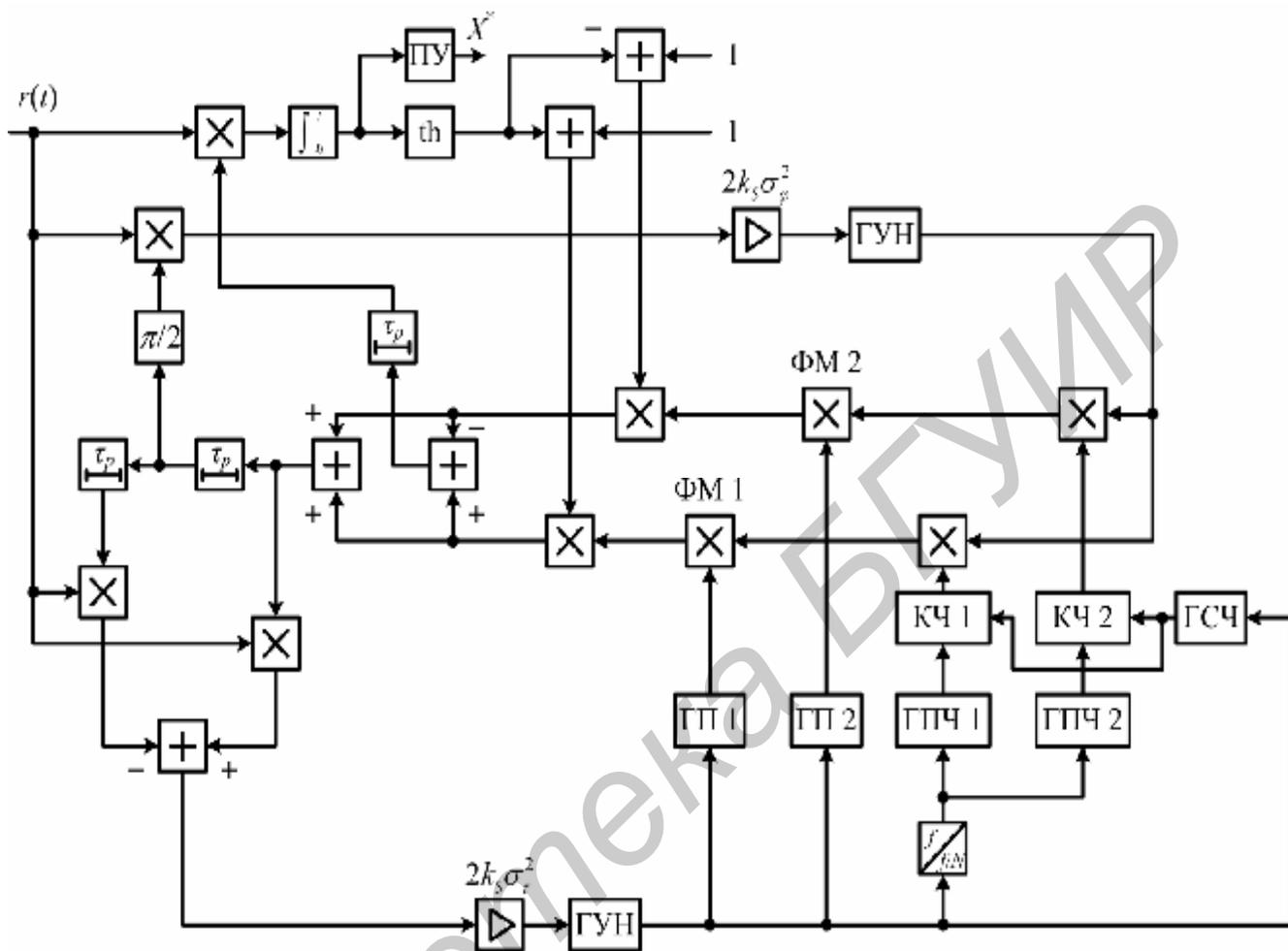


Рисунок 4.9

При использовании в ФМ-ДЧМ сигнале одной ДЧМ поднесущей синтезатор упрощается за счёт исключения одного ГПЧ и КЧ. Аналогичное упрощение схемы, но за счёт исключения одного из ГП происходит в случае ДЧМ-ФМ сигнала с одной ФМ поднесущей.

Сравнивая структурные схемы квазикогерентных приёмников различных сигналов, нетрудно обнаружить общность их построения.

Для когерентных сигналов устройство синхронизации образует кольцо автоподстройки с единым управляемым генератором, на основе которого осуществляется синтез опорных сигналов дискриминатора (путём дифференци-

рования по отслеживаемому параметру) и коррелятора, выделяющего дискретный параметр.

При некогерентных сигналах в устройстве синхронизации выделяются как минимум два кольца автоподстройки, охваченные взаимными перекрестными связями. Каждое из колец содержит свой управляемый генератор, формирующий соответствующую компоненту опорного сигнала.

Особенностью оптимальных квазикогерентных приёмников, осуществляющих выделение дискретных и непрерывных параметров сигнала, является наличие взаимосвязи между устройствами синхронизации (оценки непрерывных параметров) и выделения дискретной информации. В устройство выделения дискретной информации вводится опорный сигнал с оцененными параметрами (оценка сигнала). В свою очередь выработанная оценка дискретного параметра вводится в устройство синхронизации, т. е. реализуется обратная связь по дискретному параметру (ОСДП).

Корреляционный канал, осуществляющий ОСДП, можно трактовать как канал дискриминатора следящего устройства оценивания непрерывных параметров. При наличии дискретного параметра в сигнале появление этого канала принципиально необходимо для обеспечения инвариантности характеристик дискриминатора к изменению значений дискретного параметра. В случае ортогональных сигналов инвариантность сохраняется и без корреляционного канала, но с определенным ухудшением эффективности фильтрации.

Дискретно-аналоговые алгоритмы, справедливые при относительно медленных изменениях параметров, приводят к схемам, содержащим интеграторы со сбросом в корреляционном и дифференциальном каналах. Дискретные выборки, осуществляемые в конце интервала накопления, в сочетании с запоминанием на интервале T обеспечивают наилучшее отношение сигнал-шум и, следовательно, более высокую точность отслеживания непрерывных параметров, чем в случае аналоговых алгоритмов. На начальных участках интервала накопления $[0, T]$ аналоговые интеграторы работают в режиме малых значений отношения сигнал-шум и практически не обеспечивают инвариантности характеристики дискриминатора к знаку информационного символа. За счёт этого в целом энергетика следящих фильтров аналогового типа хуже, чем устройств дискретно-аналогового типа.

Структурный синтез проводился ранее для простейших моделей непрерывных параметров. Как указывалось, усложнение модели приводит лишь к усложнению сглаживающих цепей.

ГЛАВА 5

ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЁМ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ДЕЙСТВИИ ШИРОКОПОЛОСНОГО НЕГАУССОВСКОГО ШУМА

5.1 Формулировка задачи и уравнения для апостериорной плотности вероятности

Пусть наблюдаемая смесь представляет сумму сигнала и широкополосной негауссовской помехи. В общей форме заданы векторные уравнения

$$\dot{\mathbf{r}}(t) = \dot{\mathbf{s}}(t, \mathbf{I}) + \dot{\mathbf{y}}(t); \quad (5.1)$$

$$\frac{d\mathbf{I}(t)}{dt} = \mathbf{K}(t, \mathbf{I}) + \mathbf{n}_I(t), \quad (5.2)$$

где $\dot{\mathbf{r}}(t)$ – вектор-столбец наблюдений размерностью m ; $\dot{\mathbf{s}}(t, \mathbf{I})$ – сигнал, являющийся векторной функцией-столбцом размерности m , непрерывный по всем аргументам; $\dot{\mathbf{y}}(t)$ – вектор-столбец в общем случае негауссовских шумов размерностью m , имеющих нулевые математические ожидания, матричную корреляционную функцию

$$\langle \dot{\mathbf{y}}(t_1) \dot{\mathbf{y}}(t_2) \rangle = \mathbf{N}_y \mathbf{d}(t_2 - t_1) \quad (5.3)$$

и заданную плотность вероятности $W_y(\mathbf{y}_i)$, $i = 1, 2, \dots$

Матрица \mathbf{N}_y является симметрической, её элементы, деленные на две односторонние спектральные плотности N_{yij} соответствующих компонент, включая взаимные спектральные плотности N_{yij} , $i, j = \overline{1, m}$.

Априорная плотность вероятности случайного процесса $\mathbf{I}(t)$ удовлетворяет уравнению Фоккера – Планка – Колмогорова (см. главу 3). Воспользуемся следующей методикой вывода уравнения для апостериорной плотности вероятности $W(t, \mathbf{I} | \mathbf{r}_t)$.

Рассмотрим вначале дискретные выборки r_u , $s(t_u, I_u)$, y_u , где интервал временной дискретизации $\Delta = t_u - t_{u-1}$. Уравнение Стратоновича в этом случае имеет вид

$$W(t_{u-1} + \Delta, \mathbf{I} | \mathbf{r}_u) = CW(t_{u-1} + \Delta, \mathbf{I} | \mathbf{r}_{u-1})W(r_u | \mathbf{I}). \quad (5.4)$$

Для гауссовского белого шума наблюдения $\dot{n}(t)$ многомерное текущее значение функции правдоподобия $W(\mathbf{r}_u | \mathbf{I})$ определяется соотношением:

$$W(\mathbf{r}_u | \mathbf{I}) = C_1 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[r_u - s(t_u, \mathbf{I}) \right]^T \mathbf{N}^{-1} \left[r_u - s(t_u, \mathbf{I}) \right] \Delta \right\} = C_1 \exp \left\{ F(t_u, \mathbf{I}) \Delta \right\}.$$

где C_1 – нормирующий множитель.

Здесь введено обозначение

$$F(t_u, \mathbf{I}) = -\frac{1}{2} \left[r_u - s(t_u, \mathbf{I}) \right]^T \mathbf{N}^{-1} \left[r_u - s(t_u, \mathbf{I}) \right].$$

При рассмотрении негауссовских помех примем следующее условие, определяющее форму представления функции правдоподобия:

$$W(\mathbf{r}_u | \mathbf{I}) = C_1 \exp \left\{ \int_{t_{u-1}}^{t_u} V(t_u, \mathbf{I}) dt \right\} \approx C_1 \exp \left\{ V(t_u, \mathbf{I}) \Delta \right\}. \quad (5.5)$$

Из соотношения (5.5) следует

$$V(t_u, \mathbf{I}) = \frac{1}{\Delta} \left\{ \ln W_y \left[r_u - s(t_u, \mathbf{I}) \right] - \ln C_1 \right\}, \quad (5.6)$$

где учтено, что плотность распределения $W_y(y_i)$ с учётом уравнения наблюдения (5.1) определяет функцию правдоподобия. Отсчёты r_u при этом независимы, так как независимы отсчёты шума y_u . Интервал Δ соответствует некоторой конечной ширине спектра помехи $\Delta f_y \approx 1/\Delta$. Расширение спектра означает уменьшение интервала дискретизации Δ .

Допустим приближенное представление экспоненты: $\exp x \approx 1 + x$, тогда вместо (5.5) запишем

$$W(\mathbf{r}_u | \mathbf{I}) \approx C_1 \left[1 + V(t_u, \mathbf{I}) \Delta \right].$$

В результате для апостериорной плотности вероятности $W(t, \mathbf{I} | \mathbf{r}_0) \equiv W(t, \mathbf{I})$ получим следующее уравнение:

$$\frac{\partial W(t, \bar{I})}{\partial t} = L_{pr} \{W(t, \bar{I})\} + [V(t, \bar{I}) - \langle V \rangle] W(t, \bar{I}). \quad (5.7)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\Delta} \left[W(t_{u-1} + \Delta, \bar{I} | r_1^{\mathbf{r}_u}) - W(t_{u-1} + \Delta, \bar{I} | r_1^{\mathbf{r}_{u-1}}) \right] &\approx \frac{\partial W(t, \bar{I})}{\partial t}; \\ V(t, \bar{I}) &= \frac{1}{\Delta} \left\{ \ln W_y \left[r(t) - s(t, \bar{I}) \right] - \ln C_1 \right\}; \\ \langle V \rangle &= \int_{\bar{I}} V(t, \bar{I}) W(t, \bar{I}) d\bar{I}, \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

а L_{pr} – оператор Фоккера – Планка – Колмогорова.

Отметим, что функция (5.8) учитывает негауссовский характер шумов. В частном случае, если шумы белые гауссовские, имеем $V(t, \bar{I}) = F(t, \bar{I})$.

5.2 Уравнение квазиоптимальной фильтрации

5.2.1 Общий случай

Примем апостериорную вероятность $W(t, \bar{\mathbf{I}})$ в виде гауссовской и получим уравнения квазиоптимальной фильтрации:

$$\frac{d\bar{\mathbf{I}}_i(t)}{dt} = K_i(t, \bar{\mathbf{I}}^*) + \sum_{j=1}^n R_{ij} \frac{dV(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{dI_j^*}; \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} \frac{R_{ij}(t)}{dt} = & \frac{1}{2} N_{I_{ij}}(t, \bar{\mathbf{I}}^*) + \sum_{m=1}^n \frac{\partial K_j(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{\partial I_m^*} R_{jm}(t) + \sum_{u=1}^n \frac{\partial K_i(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{\partial I_u^*} R_{ui}(t) + \\ & + \sum_{m=1}^n \sum_{u=1}^n R_{im}(t) R_{ju}(t) \frac{\partial^2 K_j(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{\partial I_m^* \partial I_u^*}, \end{aligned} \quad (5.10)$$

где $R_{ij}(t)$, $i, j = \overline{1, n}$ – элементы корреляционной матрицы ошибок фильтрации.

Запишем выражения для производных функции $V(t, \bar{\mathbf{I}})$ с учетом (5.8):

$$\frac{\partial V(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{\partial I_j^*} = \frac{1}{\Delta} Z \left[\mathbf{r}(t) - s(t, \bar{\mathbf{I}}^*) \right] \frac{\partial s(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{\partial I_j^*}; \quad (5.11)$$

$$\frac{\partial V(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{\partial I_m^* \partial I_u^*} = \frac{1}{\Delta} \left\{ -Z' \left[\mathbf{r}(t) - s(t, \bar{\mathbf{I}}^*) \right] \frac{\partial^2 s(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{\partial I_m^* \partial I_u^*} + Z \left[\mathbf{r}(t) - s(t, \bar{\mathbf{I}}^*) \right] \frac{\partial^2 s(t, \bar{\mathbf{I}}^*)}{\partial I_m^* \partial I_u^*} \right\}, \quad (5.12)$$

где функции $Z(y)$ и $Z'(y)$ определяются выражениями

$$Z(y) = -\frac{\partial \ln W_y(y)}{\partial y}. \quad (5.13)$$

$$Z'(y) = -\frac{\partial^2 \ln W_y(y)}{\partial y^2}. \quad (5.14)$$

Преобразование (5.13) представляет в общем случае нелинейную безынерционную операцию, которую необходимо осуществить над так называемой «невязкой» $\mathbf{r}(t) - s(t, \bar{\mathbf{I}}^*)$, образующейся за счёт вычитания из смеси $\mathbf{r}(t)$ копии сигнала $s(t, \bar{\mathbf{I}}^*)$. Для гауссовской помехи $\mathbf{y}(t) = \mathbf{n}(t)$ преобразование (5.13) становится линейным.

Таким образом, оптимальный (квазиоптимальный) приёмник при действии негауссовских широкополосных помех всегда включает на входе безынерционный нелинейный преобразователь, т. е. тракт приёма до демодулятора принципиально нелинеен.

5.2.2 Случай интенсивных помех

Для многих практических приложений интересен случай, когда помеха существенно интенсивнее сигнала. При этом $s(t, \mathbf{I}^*)$ в (5.11) и (5.12) можно рассматривать как некоторый малый по сравнению с $\dot{r}(t)$ параметр и разложить нелинейные функции в ряды по степеням малого параметра. Ограничиваясь первым членом разложения, получим следующие выражения для производных функции $V(t, \mathbf{I}^*)$:

$$\frac{\partial V(t, \mathbf{I}^*)}{\partial I_j^*} \approx \frac{1}{\Delta} Z[\dot{r}(t)] \frac{\partial s(t, \mathbf{I}^*)}{\partial I_j^*}; \quad (5.15)$$

$$\frac{\partial V(t, \mathbf{I}^*)}{\partial I_m^* \partial I_u^*} = \frac{1}{\Delta} Z[\dot{r}(t)] \frac{\partial^2 s(t, \mathbf{I}^*)}{\partial I_m^* \partial I_u^*} - \frac{1}{\Delta} Z'[\dot{r}(t) - s(t, \mathbf{I}^*)] \frac{\partial^2 s(t, \mathbf{I}^*)}{\partial I_m^* \partial I_u^*}. \quad (5.16)$$

Выражение (5.15) означает, что безынерционное нелинейное преобразование осуществляется непосредственно над принимаемой смесью $\dot{r}(t)$, если помеха интенсивна.

Следует иметь в виду, что интервал Δ , выбираемый из условия согласования полосы сигнала и полосы шума $\Delta f_y \approx \Delta f_s \approx 1/\Delta$, определяет отношение сигнал-шум в полосе сигнала Δf_s .

Средняя мощность шума $y(t)$ в полосе $\Delta f_y = \Delta f_s$ для скалярного случая равна $S_y^2 = N_y / 2\Delta$, где N_y – односторонняя спектральная плотность шума. Отсюда величина коэффициента k_0 , который входит в (5.11) и (5.12), равна

$$k_0 = \frac{1}{\Delta} = \frac{2S_y^2}{N_y}. \quad (5.17)$$

Конкретизируем общие уравнения (5.9) и (5.10) для скалярного наблюдения $r(t)$ и двух параметров $I_1(t)$ и $I_2(t)$ сигнала, подвергаемых оцениванию. Этот случай наиболее типичен в практических задачах приёма.

Ограничимся стационарным режимом фильтрации, когда значения постоянны. В соответствии с (5.9) и с учётом (5.15) (интенсивные помехи) получим следующую систему уравнений для оценок $I_i^*(t)$, $i = 1, 2$:

$$\begin{aligned} \frac{dI_i^*(t)}{dt} = & K_i(I_1^*, I_2^*) + s_{I_i}^2 k_0 Z[r(t)] \frac{\partial s(t, I_1^*, I_2^*)}{\partial I_i^*} + \\ & + R_{ij} k_0 Z[r(t)] \frac{\partial s(t, I_1^*, I_2^*)}{\partial I_j^*}, \quad i, j = 2; \quad i \neq j. \end{aligned} \quad (5.18)$$

Величины $s_{I_i}^2$ и R_{ij} могут быть получены из уравнений (5.10) при условии $dR_{ij}/dt = 0$ и временном усреднении функций, зависящих от времени.

Заметим, что характеристика безынерционного преобразователя (БНП) в скалярном случае определяется одномерной плотностью вероятности помехи

$$Z(y) = -\frac{d \ln W_y(y)}{dy}. \quad (5.19)$$

В конкретных примерах, рассматриваемых ниже, будем считать параметры $I_i(t)$ гауссовскими марковскими процессами, уравнения для которых известны. При этом в (5.18) следует подставлять $K_i(I_1^*, I_2^*) = -a_i I_i^*(t)$.

5.2.3 Уравнения фильтрации одного параметра

Приведём уравнения фильтрации одного параметра $I(t)$ и сравним их с аналогичными для гауссовской помехи. При произвольной интенсивности помехи система уравнений имеет вид

$$\frac{dI^*(t)}{dt} = -aI^*(t) + s_I^2(t) k_0 Z[r(t) - s(t, I^*)] \frac{\partial s(t, I^*)}{\partial I^*}; \quad (5.20)$$

$$\frac{ds_I^2(t)}{dt} = \frac{N_I}{2} - 2as_I^2(t) + k_0 s_I^4(t) \frac{\partial}{\partial I^*} \left\{ Z[r(t) - s(t, I^*)] \frac{\partial s(t, I^*)}{\partial I^*} \right\}. \quad (5.21)$$

Этим уравнениям соответствует структурная схема приёмника, приведённая на рисунке 5.1. На входе приёмника включено вычитающее устройство, обеспечивающее формирование «невязки», которая подвергается безынерционному преобразованию в БНП.

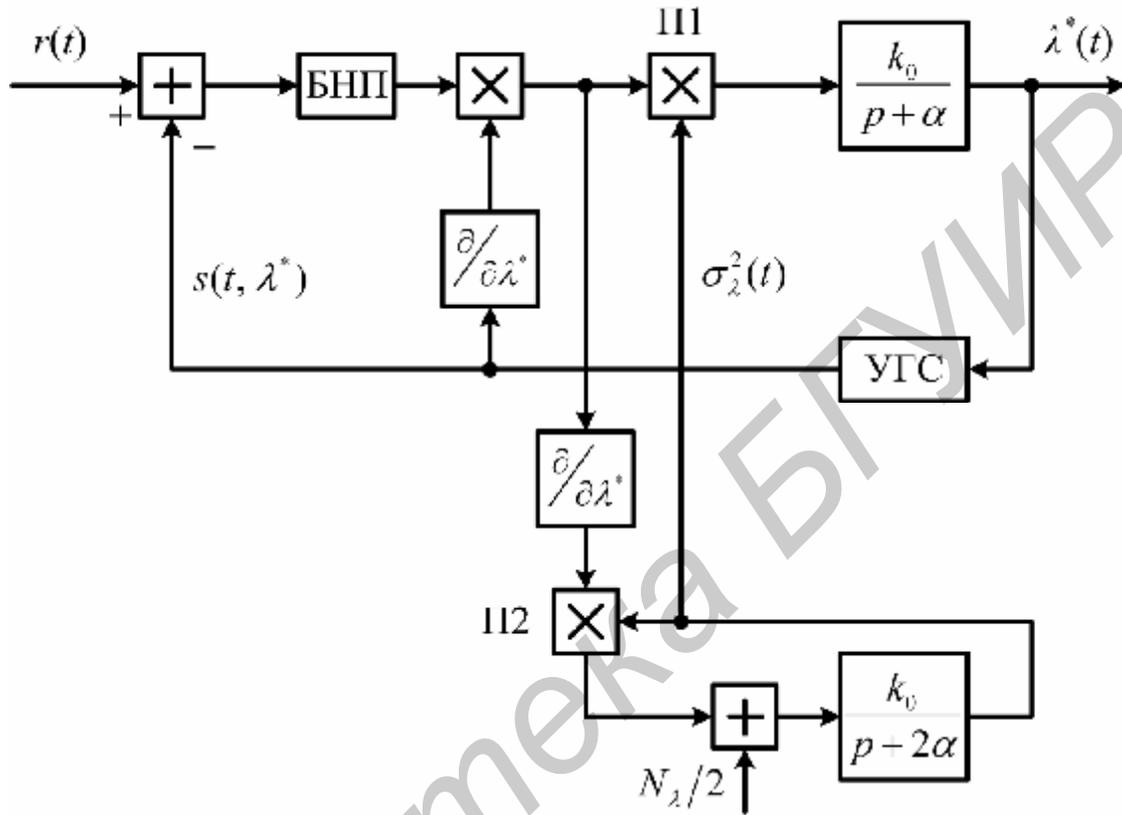


Рисунок 5.1

За счёт множителя П1 осуществляется изменение коэффициента передачи в кольце оценивания параметра $I(t)$.

В стационарном режиме блок формирования текущего значения дисперсии $S_I^2(t)$ может быть исключен. Уравнение для оценки принимает вид

$$\frac{dI^*(t)}{dt} = -aI^*(t) + S_I^2 k_0 Z [r(t) - s(t, I^*)] \frac{\partial s(t, I^*)}{\partial I^*}. \quad (5.22)$$

Этому уравнению соответствует структурная схема на рисунке 5.2. Здесь также включён БНП.

Заметим, что при слабом сигнале и интенсивной помехе необходимость в формировании «невязки» отпадает и вычитатель из схемы исключается.

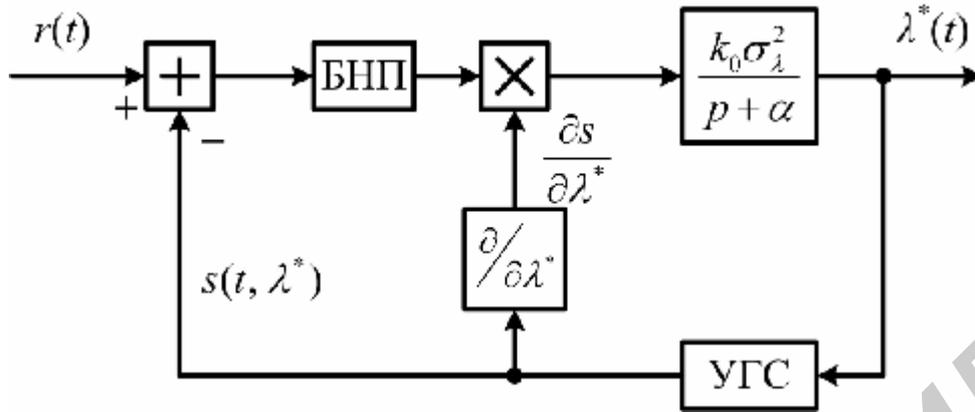


Рисунок 5.2

5.2.4 Оценка точности фильтрации при действии негауссовского шума

Рассмотрим на примере фильтрации одного параметра $I(t)$ точность оценивания. В стационарном режиме из (5.21) следует уравнение, определяющее дисперсию s_I^2 :

$$0 = \frac{N_I}{2} - 2as_I^2(t) + k_0s_I^4(t) \overline{\frac{\partial}{\partial I^*} \left\{ Z[r(t) - s(t, I^*)] \frac{\partial s(t, I^*)}{\partial I^*} \right\}}, \quad (5.23)$$

где сплошная линия означает операцию временного усреднения функции $\partial^2 V(t, I^*) / \partial I^{*2}$ на интервале $[0, T]$:

$$\frac{\partial^2 V(t, I^*)}{\partial I^{*2}} = k_0 \frac{\partial}{\partial I^*} \left\{ Z[r(t) - s(t, I^*)] \frac{\partial s(t, I^*)}{\partial I^*} \right\} = \frac{k_0}{T} \int_0^T \frac{\partial^2 \ln W_y(r(t) - s(t, I^*))}{\partial I^{*2}} dt.$$

При высокой точности оценивания, которая требуется от приёмника, можно приближенно принять в (5.23) $r(t) - s(t, I^*) \approx y(t)$, тогда

$$\frac{\partial^2 V(t, I^*)}{\partial I^{*2}} \approx \frac{k_0}{T} \int_0^T \frac{\partial^2 \ln W_y(y)}{\partial y^2} \left(\frac{\partial s(t, I^*)}{\partial I^*} \right)^2 dt.$$

Подвергнем правую и левую части полученного приближенного равенства операции статистического усреднения с учётом известной плотности распределения вероятности $W_y(y)$:

$$\left\langle \frac{\partial^2 V(t, I^*)}{\partial I^{*2}} \right\rangle = \frac{k_0}{T} \int_0^T \left\langle -\frac{\partial^2 \ln W_y(y)}{\partial y^2} \right\rangle \left(\frac{\partial s(t, I^*)}{\partial I^*} \right)^2 dt, \quad (5.24)$$

где угловые скобки означают операцию усреднения

$$\left\langle -\frac{d^2 \ln W_y(y)}{dy^2} \right\rangle = -\int_0^T \frac{d^2 \ln W_y(y)}{dy^2} W_y(y) dy. \quad (5.25)$$

Преобразуем последнее соотношение:

$$\left\langle -\frac{d^2 \ln W_y(y)}{dy^2} \right\rangle = \left\langle \frac{d}{dy} Z(y) \right\rangle = \int_0^T \left(\frac{d \ln W_y(y)}{dy} \right)^2 W_y(y) dy = I_\Phi. \quad (5.26)$$

Соотношения (5.25) и (5.26) определяют количество информации по Фишеру I_Φ относительно помехи с одномерным распределением $W_y(y)$. Введём информацию I_Φ в выражение (5.24), тогда

$$\overline{\left\langle \frac{\partial^2 V(t, I^*)}{\partial I^{*2}} \right\rangle} = \frac{k_0}{T} I_\Phi \int_0^T \left(\frac{\partial s(t, I^*)}{\partial I^*} \right)^2 dt = \frac{1}{T} q_0 s_y^2 I_\Phi [-r''(0)]. \quad (5.27)$$

Здесь учтены соотношения: $q_0 = 2E_T/N_y$ — отношение энергии сигнала на интервале T к односторонней спектральной плотности N_y на выходе приёмника, оптимизированного к гауссовскому белому шуму. Дисперсия s_y^2 определяет среднюю мощность помехи $y(t)$ на входе приёмника в полосе $\Delta f_s \approx 1/2\Delta$ (см. (5.17)). Значение второй производной от корреляционной функции сигнала $r''(0)$ следует из формулы

$$r''(0) = \frac{1}{E_T} \int_0^T s(t, I) \frac{\partial^2 s(t, I)}{\partial I^2} dt = -\frac{1}{E_T} \int_0^T \left(\frac{\partial s(t, I)}{\partial I} \right)^2 dt. \quad (5.28)$$

Введём коэффициент амплитудного подавления негауссовской помехи:

$$m_a^2 = s_y^2 I_\Phi. \quad (5.29)$$

Этот коэффициент показывает, в какое число раз может быть подавлена негауссовская помеха в безынерционном нелинейном преобразователе по сравнению с линейным приёмником. Можно показать, что всегда $m_a^2 \geq 1$, причём равенство единице имеет место лишь при гауссовской помехе.

Подставим (5.27) с учётом (5.29) в уравнение для дисперсии:

$$0 = \frac{N_1}{2} - 2as_I^2 + s_I^4 \frac{1}{T} q_0 m_a^2 [-r''(0)].$$

Решение этого уравнения дает выражение для стационарной дисперсии ошибки фильтрации:

$$s_I^2 = \frac{1}{q_0 m_a^2 |r''(0)|} \left[\sqrt{1 + D_1 q_0 m_a^2 |r''(0)|} - 1 \right]. \quad (5.30)$$

Здесь введено обозначение априорной дисперсии $D_1 = N_1 / 4a$ и принято время усреднения $T = 1/a$. Нетрудно убедиться в том, что согласно формуле (5.30) за счёт подавления негауссовской помехи в m_a^2 раз дисперсия s_I^2 может быть существенно снижена по отношению к случаю гауссовской помехи, имеющей такую же спектральную плотность N_y , как и негауссовская помеха.

5.3 Примеры структурного синтеза приёмников

5.3.1 Квазигогерентный приём АМ сигнала на фоне негауссовской помехи

На входе приёмника действует смесь сигнала и широкополосной помехи

$$r(t) = s(t, I, j) + y(t),$$

где сигнал записывается в виде

$$s(t, I, j) = a_0 [1 + m_A I(t)] \cos[w_0 t + j(t)], \quad (5.31)$$

где сообщение $I(t)$ представляет гауссовский марковский процесс, а фаза $j(t)$ – винеровский процесс. С учётом того что взаимный момент второго порядка $R_{Ij} = 0$, уравнения для оценок $I^*(t)$ и $j^*(t)$ на основании (5.9) или (5.18) запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI^*(t)}{dt} &= -aI^*(t) + s_I^2 k_0 Z[r(t) - s(t, I^*, j^*)] a_0 m_A \cos[w_0 t + j^*(t)]; \\ \frac{dj^*(t)}{dt} &= -s_j^2 k_0 a_0 [1 + m_A I^*(t)] Z[r(t) - s(t, I^*, j^*)] \sin[w_0 t + j^*(t)]. \end{aligned} \right\} \quad (5.32)$$

Введем оператор дифференцирования $p \equiv d/dt$, коэффициенты $k_1 = s_I^2 k_0 a_0 m_A$, $k_2 = -s_j^2 k_0 a_0$, а также примем, что управление подстраиваемым генератором в схеме фазовой автоподстройки осуществляется напряжением, пропорциональным производной оценки фазы $dj^*(t)/dt$. Тогда уравнениям (5.32) можно поставить в соответствие структурную схему приёмника, которая приведена на рисунке 5.3. На входе приёмника формируется «невязка» $r(t) - s(t, I^*, j^*)$, которая с выхода вычитающего устройства подаётся на БНП. Регулируемый усилитель включен на входе фазового дискриминатора.

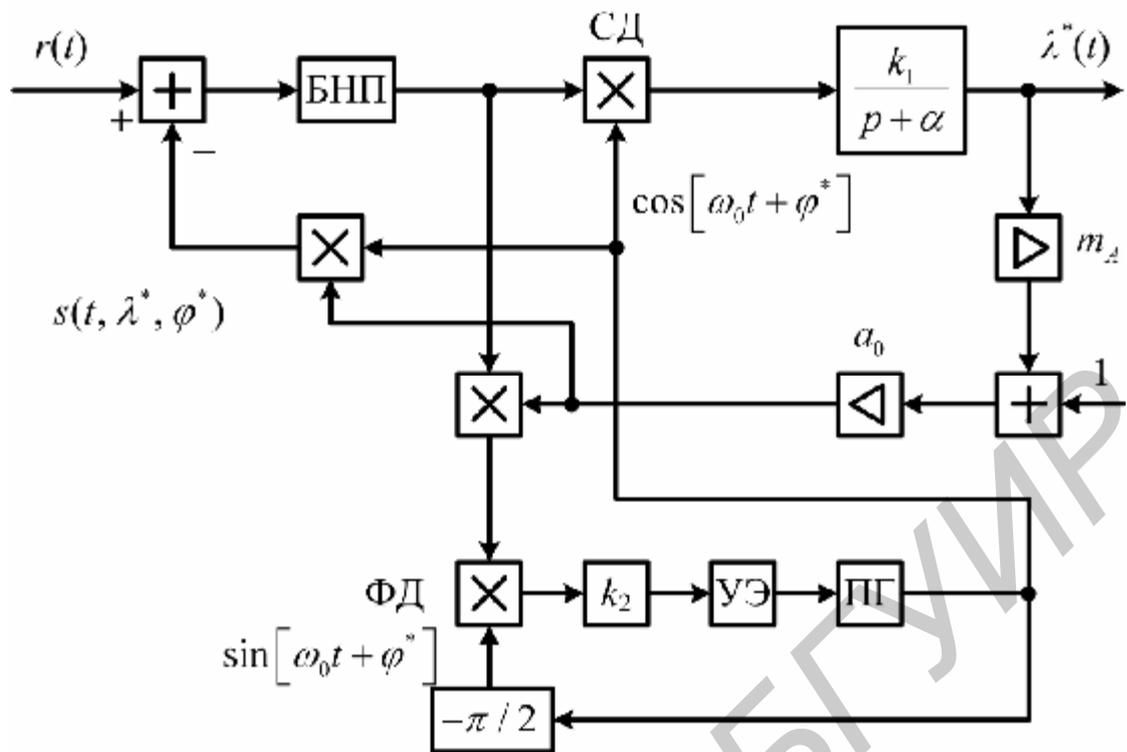


Рисунок 5.3

Чтобы определить дисперсию оценки сообщения s_I^2 , воспользуемся формулой (5.30), в которой $r_I''(0) = -m_A^2/2$. В итоге получим

$$s_I^2 = \frac{1}{q_0 m_a^2 m_A^2} \left[\sqrt{1 + D_1 q_0 m_a^2 m_A^2} - 1 \right]. \quad (5.33)$$

Дисперсию оценки фазы определим из уравнения

$$0 = \frac{N_I}{2} + s_j^4 \left\langle \frac{\partial^2 V(t, I^*, j^*)}{\partial j^{*2}} \right\rangle,$$

решение которого с учётом (5.27) даёт выражение

$$s_j^2 = \sqrt{\frac{2D_j}{q_0 m_a^2 (1 + m_A^2 D_A)}}. \quad (5.34)$$

Коэффициент подавления m_a^2 в качестве множителя входит в отношение сигнал-шум $q_0 = 2a_0^2/aN_y$, определяемое в полосе сообщения.

5.3.2 Квазикогерентный приём шумоподобных ФМ сигналов

Запишем ФМ ШПС в виде

$$s(t) = a_0 g(t) \cos[w_0 t + j_0], \quad (5.35)$$

где $g(t)$ – функция времени, принимающая значения ± 1 в соответствии с законом чередования псевдослучайной последовательности. Тактовая частота ПСП определяет ширину спектра ФМ ШПС, а число элементов N в периоде ПСП – базу ШПС.

Рассмотрим систему передачи сообщений $I(t)$ при модуляции задержки ПСП, тогда ШПС можно записать в виде

$$s(t) = a_0 g[t - m_s I(t)] \cos[w_0 t + j_0]. \quad (5.36)$$

Здесь a_0 , w_0 – известные значения; m_s – коэффициент глубины модуляции по задержке; $j(t)$ – случайная фаза, описываемая винеровским процессом. Если $g(t)$ представляет двоичную псевдослучайную последовательность, генерируемую на основе регистра сдвига с логическими обратными связями (РСОС), то выражению (5.36) соответствует схема формирования сигнала на передающей стороне, показанной на рисунке 5.4.

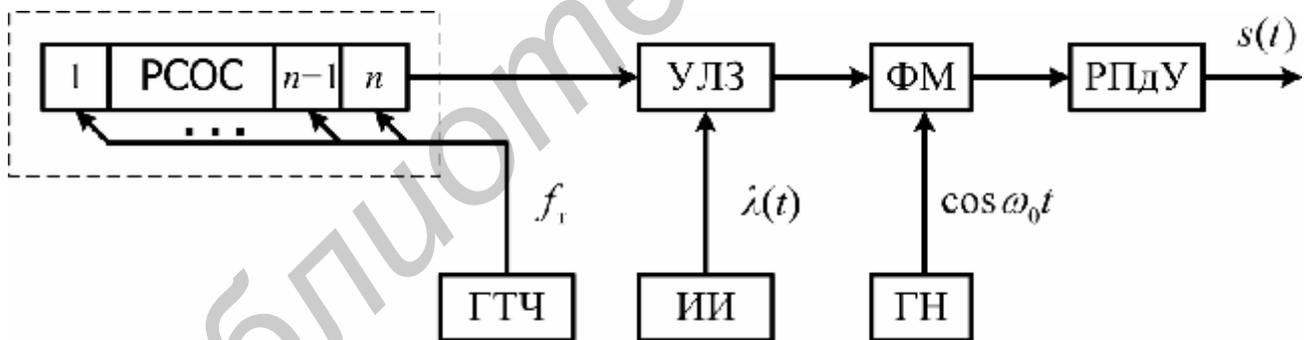


Рисунок 5.4

На схеме приняты обозначения: ГТЧ – генератор тактовой частоты $f_T = 1/t_s$; УЛЗ – управляемая линия задержки; ИИ – источник информации (сообщения) $I(t)$; ФМ – фазовый манипулятор; ГН – генератор несущего колебания; РПДУ – радиопередающее устройство. Число разрядов РСОС (n) определяет период ПСП. Для ПСП максимальной длины $N = 2^n - 1$.

Пусть сигнал (5.36) принимается на фоне негауссовской широкополосной помехи $y(t)$, плотность распределения вероятности которой $W_y(y)$ известна. Учтём, что отношение сигнал-помеха на входе приёмника (в полосе сигнала) $q_{ex} \ll 1$, поэтому воспользуемся уравнениями фильтрации, справедливыми для интенсивных помех (см. п. 5.2.2). Принимая $R_{ij} = 0$ в уравнениях (5.18), получим для принятых условий

$$\frac{dI^*(t)}{dt} = -aI^*(t) + s_I^2 k_0 Z[r(t)] a_0 \frac{\partial g[t - m_3 I^*(t)]}{\partial I^*} \cos[w_0 t + j^*(t)]; \quad (5.37)$$

$$\frac{dj^*(t)}{dt} = -s_j^2 k_0 a_0 g[t - m_3 I^*(t)] Z[r(t)] \sin[w_0 t + j^*(t)], \quad (5.38)$$

где $Z(y)$ – нелинейное безынерционное преобразование вида (5.19).

Для реализации приёмника целесообразно заменить операцию производной по параметру I на операцию вычисления конечной разности. Это обусловлено тем, что функция $[t - m_3 I^*(t)]$ является разрывной. Примем

$$\frac{\partial g[t - m_3 I^*(t)]}{\partial I^*} \approx \frac{m_3}{\Delta t} \left\{ g \left[t - m_3 I^*(t) + \frac{\Delta t}{2} \right] - g \left[t - m_3 I^*(t) - \frac{\Delta t}{2} \right] \right\}, \quad (5.39)$$

где Δt – сдвиг по задержке между ПСП

Удобно выбрать $\Delta t = t_3$, что означает относительное запаздывание ПСП, снимаемых соседними разрядами регистра сдвига (РСОС).

Таким образом, принимая (5.39), перепишем уравнения (5.37) и (5.38) в виде, удобном для построения структурной схемы приёмника (рисунок 5.5):

$$dI^*(t) = \frac{k_1}{pT + 1} k_0 Z[r(t)] a_0 \frac{\partial g[t - m_3 I^*(t)]}{\partial I^*} \cos[w_0 t + j^*(t)] [g_1 - g_2]; \quad (5.40)$$

$$pj^*(t) = k_2 g[t - m_3 I^*(t)] Z[r(t)] \sin[w_0 t + j^*(t)], \quad (5.41)$$

где обозначено

$$\left. \begin{aligned} g_i &\equiv g_i(t, I) = g \left(t - m_3 I^* - (-1)^i \frac{t_3}{2} \right), \quad i = 1, 2; \\ k_1 &= \frac{s_I^2 a_0 k_0}{a}; \quad k_2 = -s_j^2 a_0 k_0; \quad T = \frac{1}{a}. \end{aligned} \right\}$$

Уравнению (5.41) соответствует схема фазовой автоподстройки (см. рисунок 5.5), на входе которой осуществляется восстановление несущей за счёт пере-

множения входного сигнала и опорной ПСП $g[t - m_3 I^*]$. Управление подстраиваемым генератором происходит путем воздействия на управляющий элемент (например варикап) напряжения, пропорционального производной $dj^*(t)/dt$.

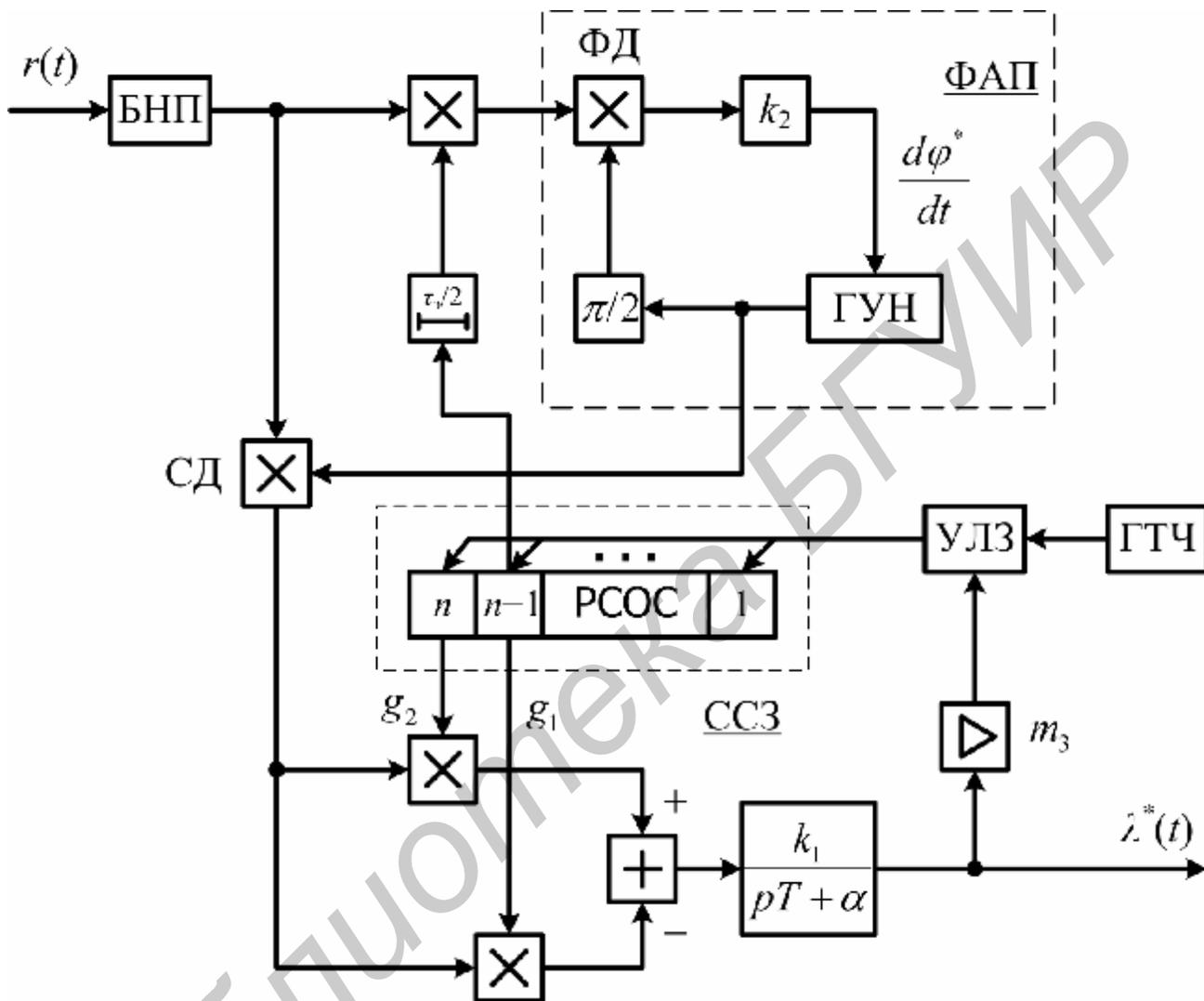


Рисунок 5.5

Восстановление сообщения $I^*(t)$, заключенного в изменениях задержки ПСП, осуществляет схема слежения за задержкой (ССЗ), дискриминатор которой включает два корреляционных канала g_1 и g_2 и вычитающее устройство. Опорными сигналами этих каналов являются сдвинутые по задержке ПСП g_1 и g_2 . На входе ССЗ действует сигнал, снимаемый с выхода синхронного демодулятора (СД), обеспечивающего операцию перемножения входного сигнала и

опорного колебания несущей частоты. Управляемая линия задержки (УЛЗ) сдвигает фазу колебания тактовой частоты. Особенностью схемы на рисунке 5.5 является наличие в ней безынерционного нелинейного преобразователя (БНП), характеристика которого зависит от ПРВ негауссовской помехи. В частном случае, если помеха – гауссовский шум, БНП трансформируется в линейный безынерционный элемент.

Определим дисперсии оценки фазы и сообщения. Воспользуемся формулой (5.30), учтём значение второй производной от автокорреляционной функции сигнала по параметру l , вычисляемое в виде конечной разности:

$$r_l''(0) = -\frac{2m_3^2}{t_3^2}. \quad (5.42)$$

В итоге получим

$$s_l^2 = \frac{t_3^2}{q_0 m_a^2 m_3^2} \left[\sqrt{1 + D_l q_0 m_a^2 m_3^2 / t_3^2} - 1 \right]. \quad (5.43)$$

Дисперсия ошибки фазы

$$s_j^2 = \sqrt{\frac{2D_j}{q_0 m_a^2}}. \quad (5.44)$$

Здесь приняты те же обозначения, что и в выражениях (5.33) и (5.34).

Следует отметить, что в первом приближении влияние ошибок оценивания фазы на точность воспроизведения сообщения $I(t)$ можно учесть путем введения эквивалентного отношения сигнал-помеха

$$q_3 = q_0 m_a^2 \exp[-s_j^2] \quad (5.45)$$

в формулу (5.43):

$$s_l^2 = \frac{t_3^2}{q_3 m_3^2} \left[\sqrt{1 + D_l q_3 m_3^2 / t_3^2} - 1 \right]. \quad (5.46)$$

По сравнению с когерентным ($s_j^2 = 0$) при квазикогерентном приёме эквивалентное отношение сигнал-помеха q_3 уменьшается с ростом дисперсии s_j^2 . В результате ошибка воспроизведения полезного сообщения также возрастает (см. (5.46)).

Приведенные формулы следует рассматривать в качестве потенциальных характеристик приёма ФМ ШПС в условиях действия интенсивной широкополосной негауссовской помехи.

5.4 Некогерентный прием шумоподобных ФМ сигналов при действии негауссовских помех

В п. 5.3.2 рассмотрен квазикогерентный приёмник ФМ ШПС. Сигнал в этом случае представлен (5.36). Случайная фаза $j(t)$ оценивается в приёмнике, что обеспечивает синхронную демодуляцию ФМ ШПС и квазикогерентное восстановление сообщения $I(t)$ в схеме слежения за задержкой.

На практике реализация квазикогерентного приёмника может быть связана с определёнными трудностями, особенно для радиоканалов с замираниями, при которых возникает срыв синхронизма схемы фазовой автоподстройки. Некогерентный приём не требует построения синхронного демодулятора, хотя и проигрывает квазикогерентному в помехоустойчивости.

Запишем сигнал в виде

$$s(t, I, b) = a_0 g[t - m_3 I(t)] \cos[w_0 t + b], \quad (5.47)$$

где b – случайная фаза с равномерной ПРВ; остальные обозначения те же, что и в (5.36).

Уравнение фильтрации сообщения для сигнала (5.47) можно записать в следующем виде

$$I^*(t) = \frac{k_2}{pT + 1} \left\{ \left| \int_{t-\Delta}^t Z[r(t)] g(t - m_3 I^*(t) + \frac{t_2}{2}) \exp[-jw_0 t] dt \right|^2 - \left| \int_{t-\Delta}^t Z[r(t)] g(t - m_3 I^*(t) - \frac{t_2}{2}) \exp[-jw_0 t] dt \right|^2 \right\}. \quad (5.48)$$

Здесь принято $k_2 = s_1^2 k_0^3 a_0^2 / (4t_2 a)$, где t_2 – длительность элемента псевдослучайной последовательности $g(t)$.

Уравнению (5.48) поставлена в соответствие структурная схема приёмника на рисунке 5.6. Управление генератором тактовой частоты (ГТЧ) осуществляется напряжением, пропорциональным производной по времени от фазы колебаний тактовой частоты. Это напряжение воздействует на управляющий элемент (варикап) и изменяет частоту колебаний ГТЧ в соответствии с оценкой $I^*(t)$.

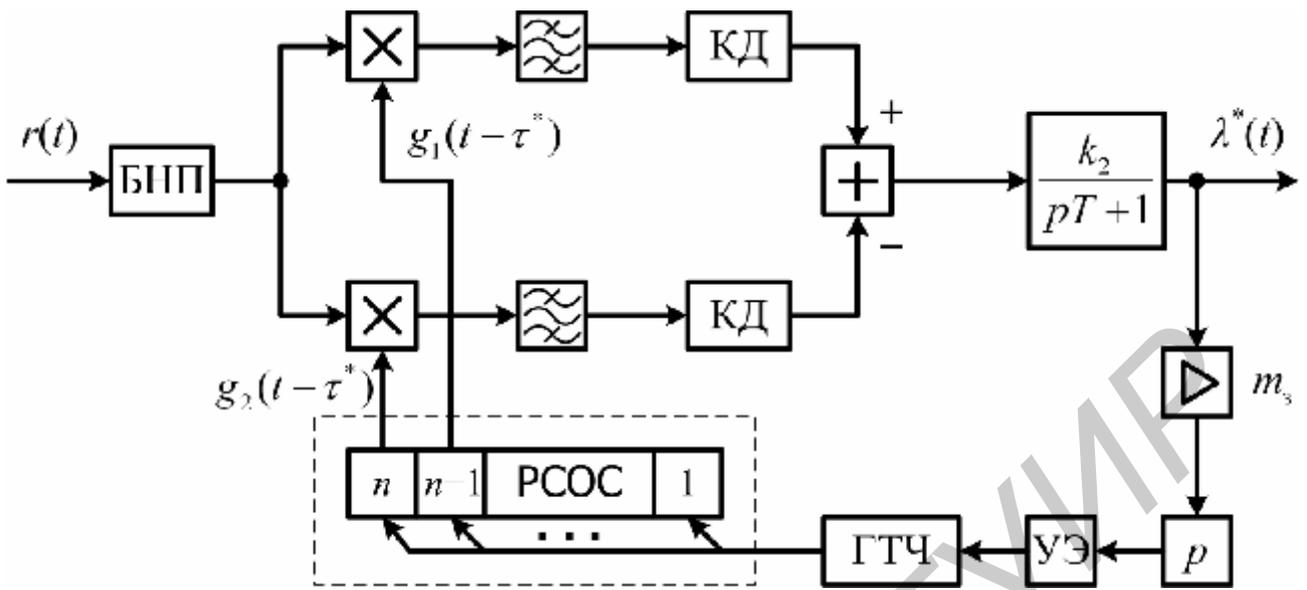


Рисунок 5.6

Дискриминатор ССЗ состоит из двух каналов, в каждом из которых производится свертка спектра ФМ ШПС за счёт перемножения принимаемого сигнала и опорных ПСП g_1 и g_2 . Спектр свёрнутого сигнала имеет ширину, определяемую спектром сообщения $I(t)$, поэтому полосовые фильтры (ПФ), включенные после перемножителей, рассчитаны на полосу $\Delta f_{\text{ПФ}} \approx a = 1/T$, что обеспечивает более эффективное детектирование в квадратичных детекторах (КД), чем при полосе $\Delta f_{\text{ПФ}} = 1/\Delta$. Следовательно, с учётом свертки ФМ ШПС после перемножения $Z[r(t)]$ и опорных ПСП уравнение для оценки $I^*(t)$ (5.48) можно переписать, изменив в пределах интегрирования Δ на T . При этом $k_2 = s_1^2 k_0 a^2 / (4T^2 t_s a)$.

Возможен перенос спектра входного сигнала с частоты ω_0 на промежуточную ω_n путем включения на входе приёмника смесителя и гетеродина. В этом случае полосовые фильтры настраиваются на ω_n , что может быть проще с точки зрения реализации приёмника.

Уравнение для стационарного значения дисперсии s_1^2 имеет вид

$$0 = \frac{N_I}{2} - 2as_1^2 + s_1^4 \frac{k_0}{T^2} \left\langle \frac{\partial^2}{\partial I^*} [L_1^2(t, I^*)] \right\rangle. \quad (5.49)$$

Вторая производная от $L_1^2(t, I^*)$ вычисляется в конечных разностях с учетом усреднения членов, зависящих от помехи, и плотности распределения вероятности $W_y(y)$. Действительно, представим функцию $\overline{Z[r(t)]}$, входящую в $L_1(t, I^*)$, в виде

$$\overline{Z[r(t)]} = \overline{Z[y(t) + s(t, I)]} \approx \overline{Z[y(t)]} + \frac{\overline{\partial Z[y(t)]}}{\partial y(t)} s(t, I).$$

С учетом усреднения по ПРВ $W(y)$ имеем

$$\langle \overline{Z[r(t)]} \rangle = \langle \overline{Z[y(t)]} \rangle + \left\langle \frac{\partial Z[y(t)]}{\partial y(t)} \right\rangle s(t, I). \quad (5.50)$$

Первое слагаемое в правой части (5.50) равно нулю (среднее значение помехи равно нулю). Согласно (5.26) среднее значение производной $\langle dZ(y)/dy \rangle$ определяет информацию по Фишеру I_Φ . Таким образом, вычисляя вторую производную L_1^2 в виде конечной разности и имея в виду, что интервал ΔI превышает интервал корреляции $t_{I_{кор}}$ сообщения $I(t)$, получим

$$\left\langle \frac{\partial^2 L_1(t, I^*)}{\partial I^{*2}} \right\rangle \approx \frac{1}{(\Delta I)^2} \langle \{L_1^2(t, I^* + \Delta I) + L_1^2(t, I^* - \Delta I)\} \rangle \approx \frac{2}{(\Delta I)^2} \langle L_1^2(t, I^*) \rangle, \quad (5.51)$$

где

$$\langle L_1^2(t, I^*) \rangle \approx \frac{1}{4} \left| \int_{t-T}^t \left\langle \frac{\partial Z(y)}{\partial y} \right\rangle s^*(t, I) s^*(t, I) dt \right|^2 \approx I_\Phi^2 E_T;$$

$$E_T = \frac{1}{4} \int_{t-T}^t |s(t, I)|^2 dt - \text{энергия сигнала на интервале, равном } T = 1/a.$$

Умножим и разделим (5.51) на $s_y^4 a^2$ и введем спектральную плотность эквивалентного гауссовского шума $N_y = s_y^2/a$, где s_y^2 – средняя мощность негауссовской помехи в полосе $k_0 = 1/\Delta$. Введем отношение сигнал-помеха $q_0 = 2E_T/N_y$, которое определяется на выходе приёмника, оптимизированного к гауссовскому шуму со спектральной плотностью N_y . В итоге выражение (5.51) принимает вид

$$\left\langle \frac{\partial^2 L_1(t, I^*)}{\partial I^{*2}} \right\rangle \approx -\frac{q_0^2 m_a^2 T^2}{2(\Delta I)^2},$$

а решение уравнения (5.49) определяет дисперсию S_I^2 для рассматриваемого приёмника:

$$S_I^2 = \frac{2t_s^2}{B_s q_0^2 m_s^4} \left[\sqrt{1 + D_1 q_0^2 m_a^4 / t_s^2} - 1 \right]. \quad (5.52)$$

Здесь учтено, что $T = 1/a$ и принято $\Delta I = t_s$; коэффициент амплитудного подавления $m_a^2 = I_\phi S_y^2$; эффективная база сигнала $B_s = T/\Delta$ определяется отношением ширины спектра ФМ ШПС $\Delta f_s \approx 1/\Delta$ к ширине спектра сообщения $\Delta f_I \approx a = 1/T$.

Из выражения (5.52) видно, что с увеличением эффективной базы ШПС дисперсия S_y^2 уменьшается. Коэффициент подавления m_a^2 тем больше превышает единицу, чем существеннее отличие ПРВ помехи от гауссовской. Заметим, что (5.52) определяет потенциальную точность воспроизведения сообщения при заданных условиях приёма, т. е. идеальное согласование всех характеристик приёмника с расчётными.

Методика анализа, подробно изложенная на примере некогерентного приёма ФМ ШПС, может быть использована при решении аналогичных задач приёма сигналов с различными видами модуляции.

5.5 Безынерционные нелинейные подавители помех

Рассмотрим структурные схемы и характеристики безынерционных нелинейных преобразователей (БНП), в которых осуществляется подавление негауссовских помех. Преобразователь обеспечивает реализацию функции вида (5.13), которая для скалярного случая выражается формулой

$$Z(y) = -\frac{1}{W_y(y)} \frac{dW_y(y)}{dy}. \quad (5.53)$$

Определим характеристику БНП (5.53) для некоторых видов помех.

Прямошумовая помеха с одномерной плотностью распределения $W_y(y)$, заданной выражением

$$W(y) = \frac{1}{a\sqrt{2p}} \exp\left\{|y| - \frac{1}{2a^2}(e^{|y|} - 1)^2\right\},$$

определяет характеристику БНП

$$Z(y) = \text{sign}(y) \left[1 + \frac{1}{a^2}(e^{|y|} - 1) \right]. \quad (5.54)$$

Здесь учтено, что $|y| = y \text{sign}(y)$. Вид характеристики БНП приведен на рисунке 5.7, б.

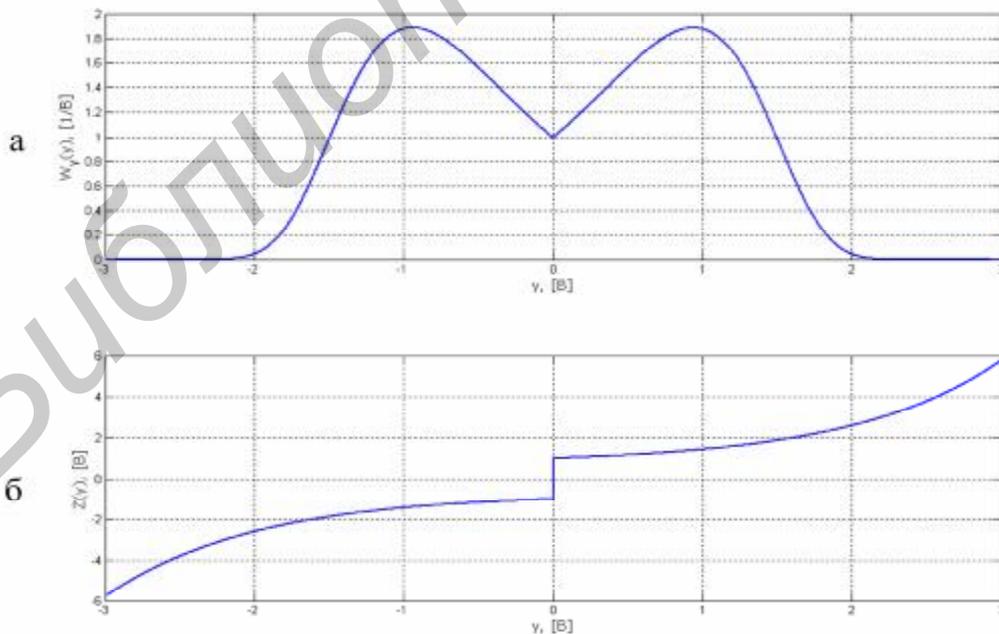


Рисунок 5.7

Соответствующая ПРВ показана на рисунке 5.7, а. Бимодальность распределения приводит к двум точкам пересечения функции $Z(y)$ с осью при одинаковом знаке производных в этих точках.

В случае аппроксимации ПРВ прямошумовой помехи выражением

$$W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2ps}\Phi(a/s)} \exp\left\{-\frac{1}{2s^2}[y - a \operatorname{sign} y]^2\right\},$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2p}} \int_{-\infty}^x \exp\left[-\frac{t^2}{2}\right] dt$ – интеграл вероятности, получим характеристику БНП в виде

$$Z(y) \cong \frac{1}{s^2}[y - a \operatorname{sign}(y)]. \quad (5.55)$$

Соответствующие кривые ПРВ и $Z(y)$ приведены на рисунке 5.8, а и 5.8, б.

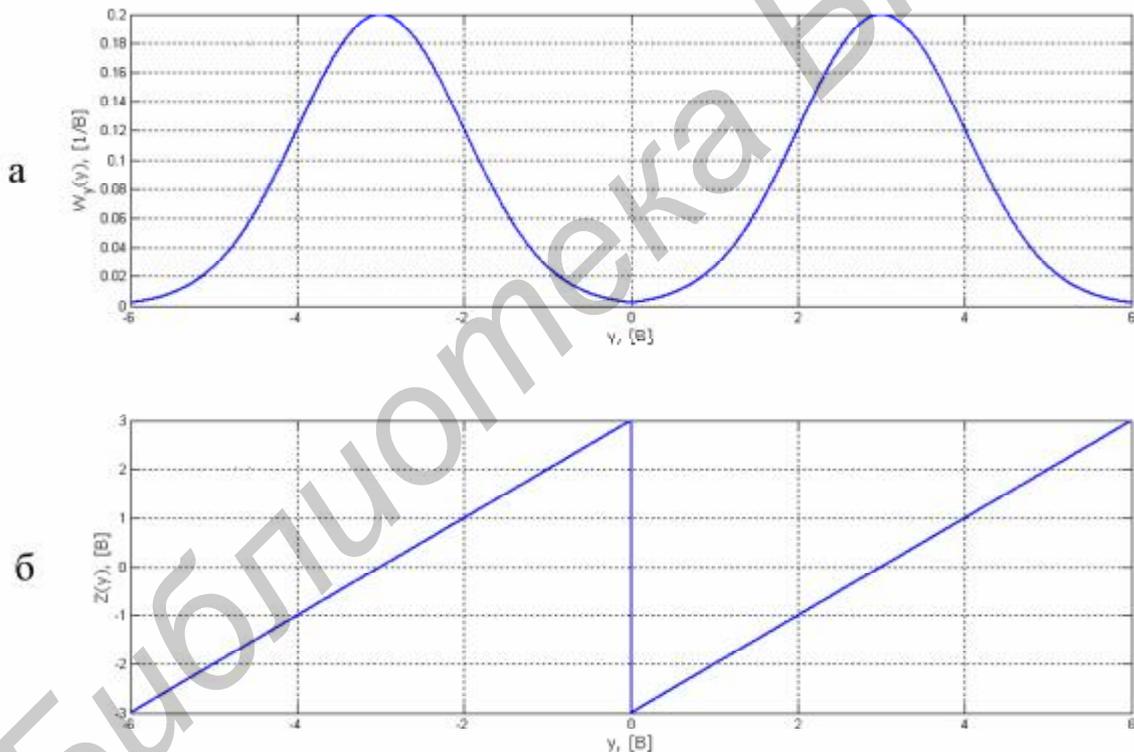


Рисунок 5.8

Рассмотрим ещё одно представление ПРВ, характерное для помехи с бимодальным распределением:

$$W_y(y) = \frac{1}{2} \{N(a, s^2) + N(-a, s^2)\}. \quad (5.56)$$

Здесь $N(\pm a, S)$ – гауссовская ПРВ с математическим ожиданием $\pm a$ и дисперсией S^2 .

Можно показать, что в этом случае БНП имеет характеристику

$$Z(y) = \frac{1}{S^2} \left[y - a \operatorname{th} \left(\frac{ay}{S^2} \right) \right]. \quad (5.57)$$

Заметим, что при $a \ll S$ имеем $\operatorname{th}(ay/S^2) \approx \operatorname{sign} y$ и характеристика (5.57) совпадает с (5.55).

Билинейный безынерционный преобразователь, описываемый характеристикой (5.57), можно реализовать при помощи схемы на рисунке 5.9.

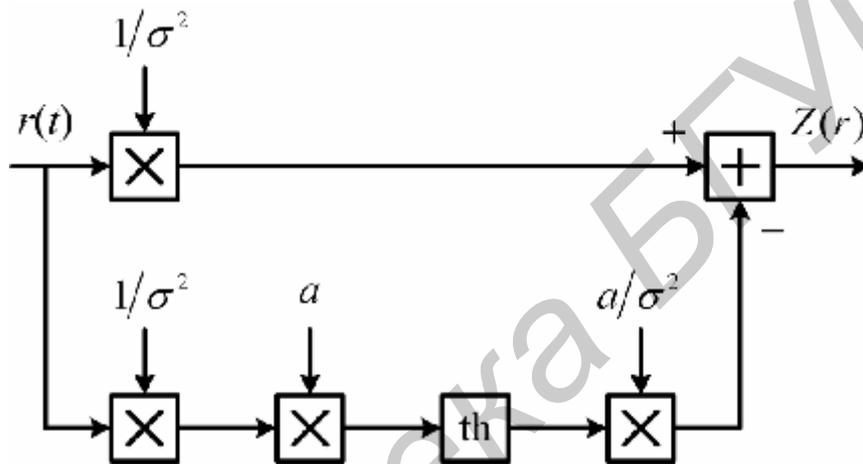


Рисунок 5.9

Схема содержит два канала и вычитающее устройство. Один канал линейный, другой включает нелинейный элемент th . Коэффициент передачи усилителей зависит от величины моды a ПРВ и может изменяться от внешнего управляющего воздействия. При $a \ll S$ нелинейный канал превращается в компаратор, выходное напряжение которого регулируется в зависимости от величины a (рисунок 5.10).

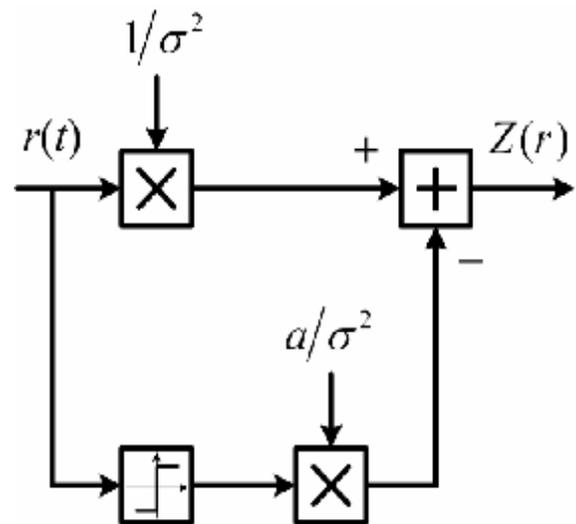


Рисунок 5.10

Очевидно, ошибка в определении моды реальной ПРВ снижает коэффициент подавления помехи.

Оценка параметра a ПРВ может быть осуществлена на основе алгоритма максимального правдоподобия. В соответствии с этим алгоритмом оценка a формируется как решение уравнения правдоподобия:

$$\sum_{i=1}^N \frac{\partial \ln W_y(y_i | a)}{\partial (y_i | a)} \frac{d(y_i | a)}{da} \Big|_{a=a^*} = 0, \quad (5.58)$$

где i – номер отсчёта; N – число отсчётов на интервале $[0, T]$; y_i – отсчёт наблюдаемой помехи.

Используя ПРВ (5.56), решение уравнения (5.58) можно привести к следующему виду:

$$a^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i \operatorname{th} \left(\frac{a^* y_i}{\sigma^2} \right) \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |y_i|. \quad (5.59)$$

При переходе к непрерывному времени в алгоритме (5.59) сумма заменяется интегрированием по времени в интервале $[0, T]$. Структурная схема приёмника с адаптивным БНП приведена на рисунке 5.11. Смесь $r(t)$ содержит интенсивную помеху $y(t)$ и слабый сигнал $s(t, l)$, который практически не влияет на оценку параметра a помехи ($r(t) \approx y(t)$). Радиоприёмное устройство строится так же, как и в случае гауссовской помехи.

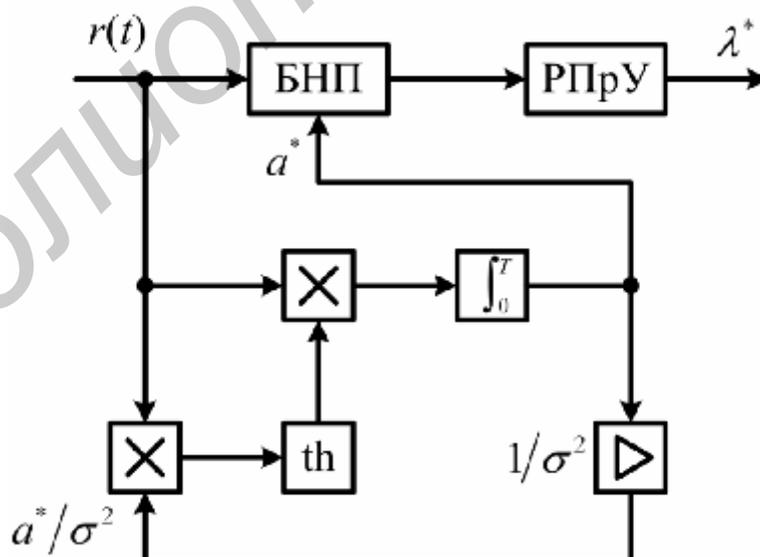


Рисунок 5.11

Литература

1 Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов [и др.]. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.

2 Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов [и др.]; под ред. В. И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

3 Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.

Библиотека БГУИР

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	5
Глава 1 Принципы построения систем передачи информации с расширением спектра сигналов методом модуляции несущей псевдослучайной последовательностью.....	6
1.1 Основные принципы и методы расширения спектров сигналов	6
1.2 Метод непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью	10
1.3 Типовые структурные схемы систем радиосвязи с фазоманипулированными шумоподобными сигналами	15
1.4 Общая характеристика помехозащищённости систем передачи информации с ФМ ШПС	22
Глава 2 Принципы построения систем передачи информации с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты	25
2.1 Метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты	25
2.2 Типовые структурные схемы систем радиосвязи с ППРЧ	31
2.3 Коэффициент расширения спектра сигнала и запас помехоустойчивости системы передачи информации с ППРЧ	45
Глава 3 Теоретические основы синтеза систем передачи информации..	51
3.1 Вводные замечания	51
3.2 Уравнения фильтрации непрерывных марковских процессов	53
3.3 Модели непрерывных параметров	56
3.4 Фильтрация дискретно-непрерывных процессов	58
3.4.1 Дискретно-аналоговый алгоритм фильтрации	58
3.4.2 Аналоговый алгоритм фильтрации	64
3.5 Алгоритм переприсвоения непрерывных параметров	68
3.6 Фильтрация двоичных дискретно-непрерывных сигналов	70

Глава 4 Структурный синтез квазикогерентных устройств обработки сложных сигналов	75
4.1 Синтез устройств обработки когерентных фазоманипулированных псевдослучайных сигналов	75
4.1.1 Вводные замечания	75
4.1.2 Аналоговые устройства обработки	77
4.1.3 Дискретно-аналоговые устройства обработки	83
4.2 Приём некогерентных фазоманипулированных широкополосных сигналов	86
4.2.1 Аналоговые устройства обработки	86
4.2.2 Дискретно-аналоговые устройства обработки	93
4.3 Синтез квазикогерентных устройств обработки сложных ДЧМ сигналов	96
4.3.1 Приём когерентных ДЧМ сигналов	96
4.3.2 Приём некогерентных ДЧМ сигналов	99
Глава 5 Оптимальный приём непрерывных сигналов при действии широкополосного негауссовского шума	103
5.1 Формулировка задачи и уравнения для апостериорной плотности вероятности	103
5.2 Уравнение квазиоптимальной фильтрации	106
5.2.1 Общий случай	106
5.2.2 Случай интенсивных помех	107
5.2.3 Уравнения фильтрации одного параметра	108
5.2.4 Оценка точности фильтрации при действии негауссовского шума	110
5.3 Примеры структурного синтеза приёмников	113
5.3.1 Квазикогерентный приём АМ сигнала на фоне негауссовской помехи	113
5.3.2 Квазикогерентный приём шумоподобных ФМ сигналов	115
5.4 Некогерентный приём шумоподобных ФМ сигналов при действии негауссовских помех	119
5.5 Безынерционные нелинейные подавители помех	123
Литература	127

Учебное издание

Чердынцев Валерий Аркадьевич
Дубровский Василий Викторович

***СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ
С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА СИГНАЛОВ***

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Т. П. Андрейченко*
Корректор *Е. Н. Батурчик*

Подписано в печать 20.08.2009. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Печать ризографическая. Усл. печ. л. 7,67. Уч.-изд. л. 7,4. Тираж 150 экз. Заказ 283.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6