

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

Кафедра радиотехнических систем

**В. А. Чердынцев, А. В. Мартинович**

**АЛГОРИТМЫ И УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ  
И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики  
и радиоэлектроники для специальности 1-39 01 04 «Радиоэлектронная  
защита информации» и направления специальности 1-39 01 01-02  
«Радиотехника (техника цифровой радиосвязи)» в качестве пособия*

Минск БГУИР 2014

УДК 621.391:621.396.2(076.5)

ББК 32.884.1+32.811.3я73

Ч-45

Рецензенты:

кафедра радиолокации и приемопередающих устройств  
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»  
(протокол №8 от 26.11.2012);

старший научный сотрудник ОАО «АЛЕВКУРП»,  
кандидат технических наук, доцент П. Г. Семашко

**Чердынцев, В. А.**

Ч-45 Алгоритмы и устройства формирования и обработки сигналов в цифровой радиосвязи. Лабораторный практикум : пособие / В. А. Чердынцев, А. В. Мартинович. – Минск : БГУИР, 2014. – 144 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-011-8.

Пособие состоит из шести лабораторных работ и предназначено для получения навыков компьютерного моделирования устройств формирования и обработки сигналов в цифровой радиосвязи. Тематика работ охватывает наиболее важные алгоритмы и устройства, используемые при проектировании систем цифровой радиосвязи. В результате выполнения работ студенты углубляют и закрепляют знания в области построения систем цифровой радиосвязи.

УДК 621.391:621.396.2(076.5)  
ББК 32.884.1+32.811.3я73

ISBN 978-985-543-011-8

© Чердынцев В. А., Мартинович А. В., 2014  
© УО «Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники», 2014

## Содержание

Перечень условных обозначений.....	6
Лабораторная работа №1. Формирование и обработка шумоподобных сигналов .....	8
1.1. Цель работы .....	8
1.2. Краткие теоретические сведения.....	8
1.2.1. Метод расширения спектра псевдослучайной последовательностью .....	10
1.2.2. Псевдослучайные последовательности и их основные свойства.....	17
1.3. Порядок выполнения работы .....	18
1.4. Содержание отчета .....	23
1.5 Контрольные вопросы.....	24
Лабораторная работа №2. Формирование и обработка сигналов с параллельно-составной структурой.....	25
2.1. Цель работы .....	25
2.2. Краткие теоретические сведения.....	25
2.2.1. Функции Уолша .....	25
2.2.2. Четверично-кодированные последовательности.....	30
2.2.3. Формирование сигналов с параллельно-составной структурой на основе ортогональных функций .....	31
2.2.4. Квадратурная обработка составных сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией.....	34
2.2.5. Алгоритмы и устройства обработки составных сигналов .....	37
2.3. Порядок выполнения лабораторной работы .....	38
2.3.1. Моделирование устройств формирования и обработки сигналов с ПСС на основе ортогональных функций Уолша .....	39
2.3.2. Моделирование устройств формирования и обработки сигналов с ПСС на основе ЧКП .....	42
2.3.3. Разработка модели генератора импульсных помех .....	42
2.3.4. Моделирование СПИ с ПСС в среде Simulink .....	43
2.4. Содержание отчета .....	45
2.5. Контрольные вопросы.....	45

Лабораторная работа №3. Формирование и обработка сигналов на основе хаос-последовательностей .....	47
3.1. Цель работы .....	47
3.2. Краткие теоретические сведения .....	47
3.2.1. Общие сведения о хаотических сигналах .....	47
3.2.2. Понятие широкополосных хаотических сигналов .....	49
3.2.3. Методы формирования широкополосных хаотических сигналов нелинейными динамическими системами .....	53
3.2.4. Формирование информационного сообщения .....	61
3.2.5. Прием и обработка хаос-сигналов .....	64
3.3. Порядок выполнения работы .....	67
3.4. Контрольные вопросы .....	69
Лабораторная работа №4. Формирование и обработка сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты .....	71
4.1. Цель работы .....	71
4.2. Краткие теоретические сведения .....	71
4.2.1. Типовые структурные схемы систем радиосвязи с ППРЧ .....	76
4.3. Порядок выполнения лабораторной работы .....	92
4.4. Содержание отчета .....	96
4.5. Контрольные вопросы .....	97
Лабораторная работа №5. Методы формирования и обработки сигналов на основе аддитивно-мультипликативного уплотнения информационных потоков .....	98
5.1. Цель работы .....	98
5.2. Краткие теоретические сведения .....	98
5.2.1. Уплотнение с пространственным разделением .....	99
5.2.2. Уплотнение с частотным разделением (Frequency Division Multiplexing – FDM) .....	99
5.2.3. Уплотнение с временным разделением (Time Division Multiplexing – TDM) .....	100
5.2.4. Уплотнение с кодовым разделением (Code Division Multiplexing – CDM) .....	100
5.2.5. Составные сигналы на основе аддитивного (амплитудного) уплотнения информационных потоков .....	102

5.2.6. Составные сигналы на основе мультипликативного объединения информационных потоков .....	108
5.2.7. Составные сигналы на основе аддитивно-мультипликативного уплотнения информационных потоков .....	110
5.3. Порядок выполнения.....	110
5.4. Содержание отчета .....	111
5.5 Контрольные вопросы.....	111
Лабораторная работа №6. Алгоритмы и устройства синхронизации в цифровой радиосвязи .....	112
6.1. Цель работы .....	112
6.2. Краткие теоретические сведения.....	112
6.2.1. Частотная и фазовая синхронизация .....	112
6.2.2. Символьная синхронизация.....	114
6.2.3. Кадровая синхронизация .....	126
6.2.4. Сетевая синхронизация .....	126
6.2.5. Синхронизация в системах связи с расширением спектра. Начальная синхронизация .....	127
6.3. Порядок выполнения работы .....	130
6.4. Содержание отчета .....	131
6.5. Контрольные вопросы.....	131
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Описание блоков Simulink.....	133
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Функции для реализации блоков моделей Simulink.....	140
ЛИТЕРАТУРА .....	143

## Перечень условных обозначений

CDM	– Code Division Multiplexing
DSSS	– Direct Sequence Spread Spectrum
FDM	– Frequency Division Multiplexing
TDM	– Time Division Multiplexing
АБГШ	– аддитивный белый гауссовский шум
АКУ	– амплитудно-кодовое уплотнение
АКФ	– автокорреляционная функция
АФМн	– амплитудно-фазовая манипуляция
БКК	– блок коммутации каналов
ГКП	– генератор кодовой последовательности
ГНЧ	– генератор несущей частоты
ГПСЧ	– генератор псевдослучайной последовательности
ГС	– генератор сигнала
ГТИ	– генератор тактовых импульсов
ГТЧ	– генератор тактовой частоты
ГУН	– генератор, управляемый напряжением
Дем	– демодулятор
ДКФ	– двумерная корреляционная функция
ДМП	– демультимплексор
ДЧМ	– двоичная частотная модуляция
ИИ	– источник информации
Инт	– интегратор со сбросом
ИП	– информационная последовательность
КАФМ	– квадратурный амплитудно-фазовый модулятор
КС	– канал связи
Мп	– мультиплексор
Мод	– модулятор
НФП	– нелинейно формируемая последовательность
ОСР	– обратная связь по решению
ПВИМ	– псевдослучайная времяимпульсная модуляция
ПЛИС	– программируемая логическая интегральная схема
ППРЧ	– псевдослучайная перестройка рабочей частоты
ПРВ	– плотность распределения вероятности
ПСЧ	– псевдослучайная последовательность
ПСС	– параллельно-составная структура
ПУ	– пороговое устройство

ПФ	– полосовой фильтр
РСОС	– регистр сдвига с обратными связями
РТР	– радиотехническая разведка
РУ	– решающее устройство
РЭП	– радиоэлектронное противодействие
СП	– случайная последовательность
СПИ	– система передачи информации
СРС	– система радиосвязи
СФ	– согласованный фильтр
ТФ	– трансверсальный фильтр
УВХ	– устройство выборки и хранения
УЛЗ	– управляемая линия задержки
УОА	– устройство оценки амплитуды
УПО	– устройство приема и обработки
УР	– устройство режекции
УУ	– устройство управления
УФС	– устройство формирования сигнала
УФ	– узкополосный фильтр
Ф	– формирователь
ФАПЧ	– фазовая автоподстройка частоты
ФВ	– фазовращатель
ФГС	– формирователь группового сигнала
ФМ	– фазовая манипуляция
ФН	– функция неопределенности
ЧВМ	– частотно-временная матрица
ЧКП	– четверично-кодированная последовательность
ЧМ	– частотная модуляция
ШПС	– шумоподобный сигнал
ШХС	– шумоподобный хаотический сигнал

# Лабораторная работа №1

## Формирование и обработка шумоподобных сигналов

### 1.1. Цель работы

1. Изучение алгоритмов формирования и обработки шумоподобных сигналов (ШПС) на основе расширения спектра псевдослучайной последовательностью (ПСП).

2. Получение навыков компьютерного моделирования систем передачи информации (СПИ) с применением ШПС на основе расширения спектра ПСП в среде Simulink пакета Matlab.

### 1.2. Краткие теоретические сведения

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

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

где  $C$  – пропускная способность канала, бит/с;  $W_s$  – полоса пропускания канала, Гц;  $P_s$  – средняя мощность сигнала, Вт;  $P_n$  – средняя мощность шума, Вт;  $P_s/P_n$  – отношение сигнал – шум.

При малых отношениях сигнал – шум  $P_s/P_n$  выражение (1.1) принимает вид

$$C = 1.44 \cdot W_s \cdot \frac{P_s}{P_n}. \quad (1.2)$$

В случае больших отношений сигнал – шум  $P_s/P_n$  выражение (1.1) принимает вид

$$C \approx W_s \log_2 \left( \frac{P_s}{P_n} \right). \quad (1.3)$$

Выражения (1.1) – (1.3) характеризуют предельные возможности гауссовского канала и дают представление о возможности передачи информации по каналам связи с ограниченным по полосе аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ).

Расширение спектра сигналов 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 приемниками станций радиотехнической разведки (РТР) [1].

Метод расширения спектра за счет модуляции временного положения сигнала, так называемый метод псевдослучайной времяимпульсной модуляции (ПВИМ), из-за относительно низкой помехозащищенности самостоятельного применения не находит. При ПВИМ расширение спектра достигается путем сжатия информационного сигнала во временной области. Сокращение времени передачи каждого информационного сигнала в  $n$  раз приводит к расширению спектра в  $n$  раз и общее время передачи уменьшается до  $1/n$ . Информация передается 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 СПИ.

В зависимости от характера используемой модуляции все широкополосные сигналы можно разделить на *непрерывные* и *дискретные*. Для первых закон модуляции, т. е. комплексная огибающая, – непрерывная функция времени, тогда как модулируемые параметры вторых (амплитуда, частота, начальная фаза) – кусочно-постоянны, скачкообразно изменяя свои значения только в дискретные моменты времени. В дальнейшем основное внимание будет сосредоточено на дискретных сигналах.

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

- непосредственная модуляция несущей псевдослучайной последовательности (ПСП) [2];
- псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ) [1];

- совместное (комплексное) использование различных методов.

В лабораторной работе рассматриваются алгоритмы формирования и обработки ШПС на основе расширения спектра ПСП.

### 1.2.1. Метод расширения спектра псевдослучайной последовательностью

В данном методе [4] расширение спектра сигнала достигается за счет непосредственной модуляции несущей частоты ПСП, элементы которой генерируются со скоростью, значительно превышающей скорость передачи элементов информационной последовательности, и затем накладываются на каждый информационный символ. Такие сигналы называются фазоманипулированными широкополосными сигналами (ФМ ШПС). Для двоичной последовательности ФМ ШПС представляет собой последовательность радиоимпульсов, фаза  $\theta_k$  которых меняется по заданному закону. ФМ ШПС без учета информационной последовательности  $X(t)$  можно записать в виде

$$s(t) = \sum_{k=1}^L u[t - (k-l)\tau_{\text{Э}}] \cos[\omega_0 t + \theta_k + \theta_0], \quad (1.4)$$

где  $\omega_0$  – несущая частота;  $\tau_{\text{Э}}$  – длительность элемента ПСП;  $L$  – число элементов ПСП на длительности бита информации;  $\theta_0$  – начальная фаза сигнала ( $\theta_0 \in [0; 2\pi]$ );  $u(t)$  – прямоугольный импульс:

$$u[t - (k-l)\tau_{\text{Э}}] = \begin{cases} 1 & \text{при } (k-l)\tau_{\text{Э}} \leq t \leq k\tau_{\text{Э}}, \\ 0 & \text{при } t < (k-l)\tau_{\text{Э}}, t > k\tau_{\text{Э}}. \end{cases} \quad (1.5)$$

Из-за простоты реализации устройства генерации ФМ ШПС широкое распространение получила бинарная манипуляция, при которой  $\theta_k = \alpha_k \pi$ ,  $\alpha_k \in \{0; 1\}$ . Учитывая, что  $\cos(\omega_0 t + \pi + \theta_0) = -\cos(\omega_0 t + \theta_0)$ , выражение для сигнала с двоичной фазовой манипуляцией (ФМ) примет вид

$$s(t) = \sum_{k=1}^L (-1)^{\alpha_k} u[t - (k-l)\tau_{\text{Э}}] \cos[\omega_0 t + \theta_0]. \quad (1.6)$$

Из (1.6) следует, что расширяющая спектр сигнала функция

$$g(t) = (-1)^{\alpha_k} u[t - (k-l)\tau_{\Theta}] \quad (1.7)$$

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

При передаче информационных битов с длительностью  $t_u = 7$  с. в передатчике осуществляется умножение информационной последовательности  $X(t)$  на расширяющую спектр функцию  $g(t)$ .

На рис. 1.1 показаны временные диаграммы, поясняющие процесс формирования ШПС.

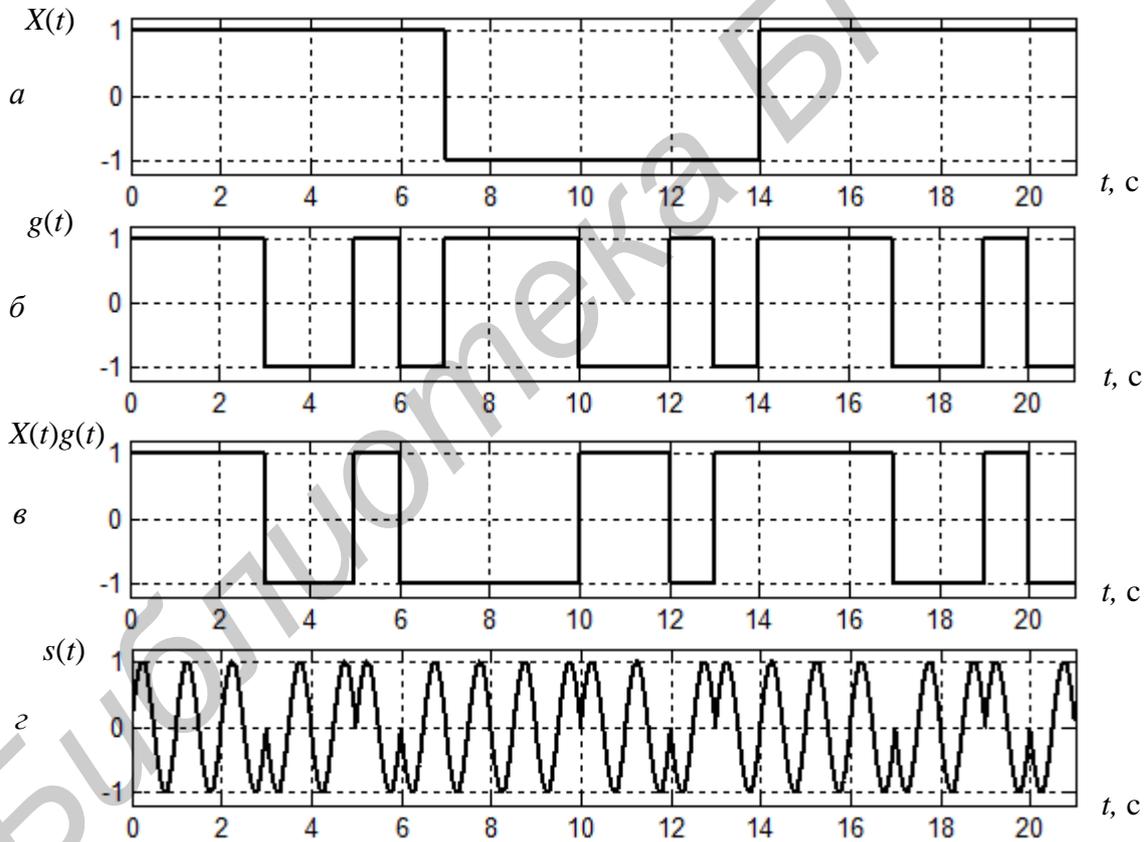


Рис. 1.1. Временные диаграммы:

- $a$  – информационная последовательность (ИП);  $б$  – расширяющая спектр ПСП;
- $в$  – ИП, проманипулированная ПСП;  $г$  – ФМ ШПС

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

$$s(t) = aX(t)g(t)\cos[\omega_0 t + \theta_0], \quad (1.8)$$

где  $a = \sqrt{2P_c}$  – амплитуда сигнала;  $P_c$  – мощность сигнала.

Спектральная плотность мощности информационных данных описывается выражением

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

Спектральная плотность мощности  $G_g(t)$  последовательности  $g(t)$  определяется выражением

$$G_g(f) = \frac{|S_g(f)|^2}{\tau_\Theta} = \tau_\Theta \left( \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau_\Theta)}{\pi \cdot f \cdot \tau_\Theta} \right)^2. \quad (1.10)$$

На рис. 1.2 приведены спектральные плотности мощности информационного бита  $G_X(f)$  и элемента ПСП  $G_g(f)$ .

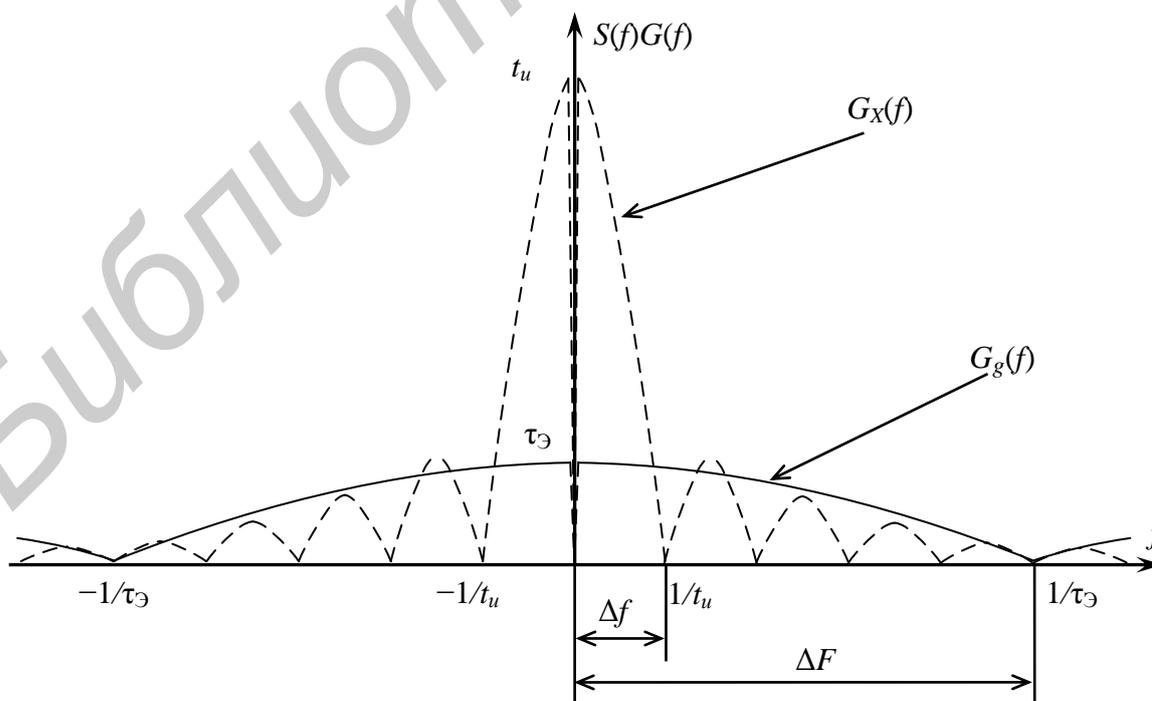


Рис. 1.2. Спектральные плотности мощности  $G_X(f)$  и  $G_g(f)$

Широко используемой на практике системой радиосвязи с ФМ ШПС является прямопоследовательная псевдошумовая система, структурные схемы передатчика и приемника которой приведены на рис. 1.3 [2].

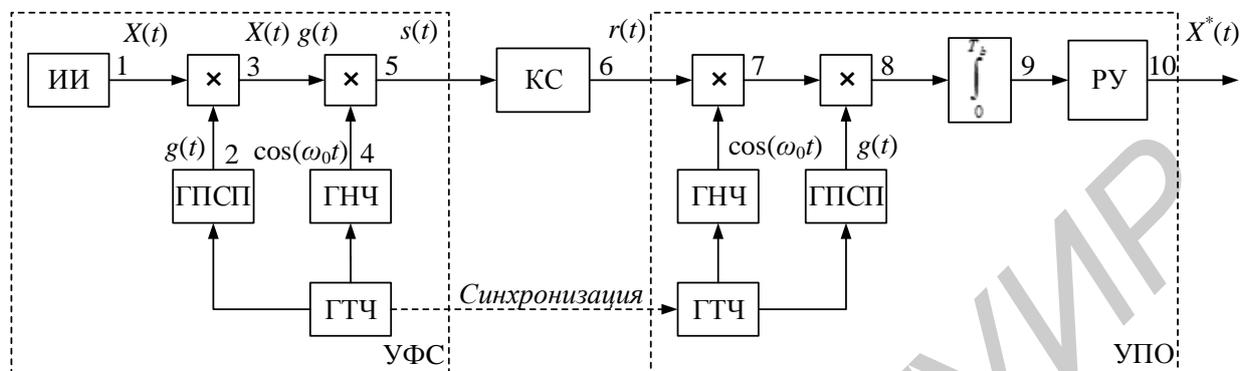


Рис. 1.3. Структурная схема СПИ ФМ ШПС

На рисунке используются следующие обозначения: ИИ – источник информации, ГПСП – генератор ПСП, ГНЧ – генератор несущей частоты, КС – канал связи, РУ – решающее устройство, ГТЧ – генератор тактовой частоты, УФС – устройство формирования сигнала, УПО – устройство приема и обработки.

Приемник СПИ 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  $y(t)$  (рис. 1.4), т. е. на приемник поступает аддитивная смесь полезного сигнала и помехи:

$$r(t) = aX(t)g(t)\cos[\omega_0 t + \theta_0] + y(t).$$

Умножение на псевдослучайную последовательность преобразует сигнал  $s(t)$  с шириной полосы  $W_s$  в сигнал с шириной полосы  $\Delta f$ , равной ширине спектра информационного символа, в то же время спектр помехи  $y(t)$  расширяется и распределяется в полосе  $W_s$ , превышающей полосу частот  $\Delta f$  (рис. 1.5). Последующая операция выделяет полезный сигнал и устраняет большую часть спектра помехи, лежащего за пределами полосы пропускания частот информационного символа. Мера ослабления помехи при таком приеме оценивается коэф-

фициентом расширения спектра (выигрышем при обработке, запасом помехоустойчивости).

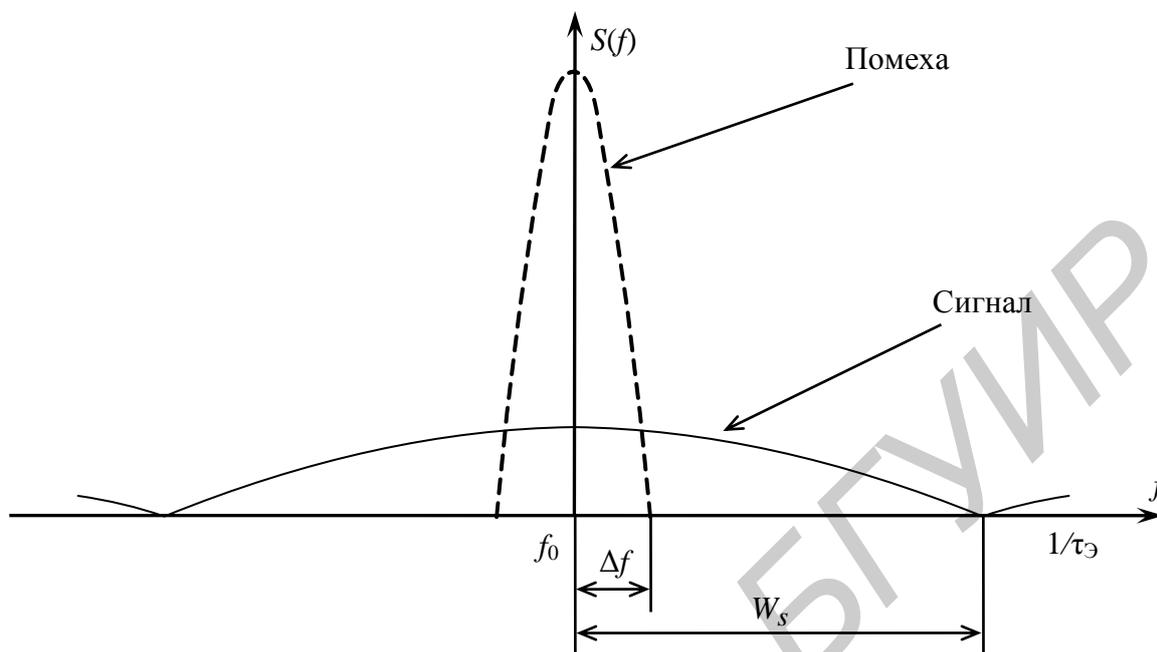


Рис. 1.4. Спектр сосредоточенной помехи и сигнала на входе и выходе приемного устройства СПИ с ФМ ШПС

Коэффициент расширения спектра сигнала характеризует меру увеличения отношения сигнал – помеха в результате свертывания (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

$$q = \frac{\langle J(t_u) \rangle^2}{\langle J^2(t_u) \rangle} = \frac{E_s}{E_y} \frac{N_s}{n_x}, \quad (1.11)$$

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

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

$$N_s = 2W_s T, \quad (1.12)$$

а параметр  $n_x$  – размерность информационного символа длительностью  $T$  и с минимальной шириной полосы  $F_s$

$$n_x = 2F_s T.$$

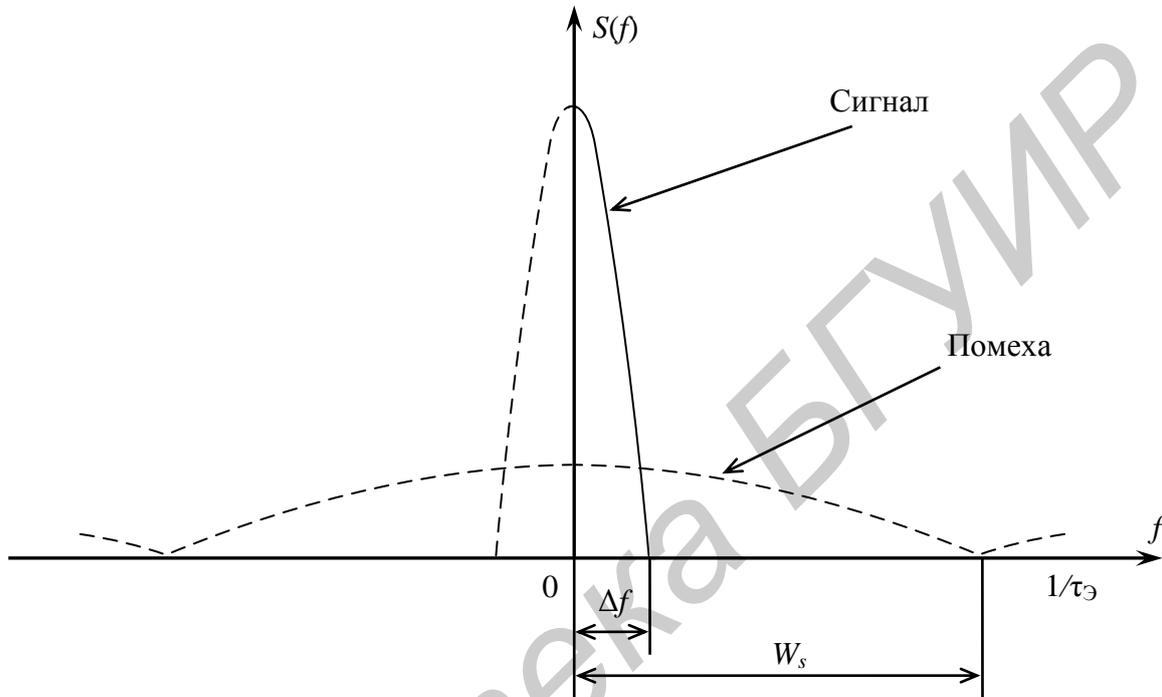


Рис. 1.5. Спектр сосредоточенной помехи и сигнала на выходе приемного устройства СПИ с ФМ ШПС

Как следует из (1.11), 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.

На основе (1.11) и (1.12) получаем выражение для коэффициента расширения спектра сигнала:

$$K_s = \frac{N_s}{n_x} = \frac{W_s}{F_s}. \quad (1.13)$$

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

$$K_s = \frac{t_u}{\tau_{\ominus}} = L.$$

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  $B_s$ , что аналогично произведению длительности сигнала  $t_u$  на ширину полосы спектра  $W_s$ :

$$B_s = W_s t_u = \frac{W_s}{F_s}.$$

Различают простые сигналы, у которых  $B_s \approx 1$ , и сложные (широкополосные, шумоподобные), у которых  $B_s \gg 1$ . При приеме ФМ ШПС с базой  $B_s$  происходит ослабление влияния сосредоточенных по спектру помех примерно в базу раз.

Системы связи с ФМ ШПС обладают следующими основными характеристиками:

1. Устойчивость широкополосных сигналов к многолучевому распространению значительно выше, чем для узкополосных сигналов. Поскольку каждая копия принимаемого сигнала приходит с некоторым запозданием по отношению к основной, то при корреляционной обработке в приемнике все задержанные копии рассматриваются как посторонние, мешающие сигналы, имеющие другой код, и поэтому игнорируются.

2. Корреляционный прием широкополосных сигналов позволяет не только успешно работать в условиях приема многочисленных мешающих копий основного сигнала, но и использовать эти копии для повышения мощности принимаемого сигнала. Сложение основного информационного сигнала  $g_m(t)$  с его задержанными копиями  $g_m(t-kx)$  повышает суммарную мощность принятого сигнала, а следовательно, и достоверность принятой информации.

3. Устойчивость широкополосных сигналов к федингу, вызванному случайным изменением параметров среды распространения радиоволн и узкополосными помехами, определяется тем, что при достаточно широком спектре передаваемого сигнала искажениям в каждый момент времени подвергается

только небольшая его часть, неискаженная часть спектра высокочастотного сигнала достаточна для нормального восстановления цифрового информационного сигнала.

4. Одновременная работа всех пользователей в одном частотном диапазоне упрощает организацию сети связи, т. к. отпадает необходимость частотно-территориального планирования сети.

### **1.2.2. Псевдослучайные последовательности и их основные свойства**

В настоящее время в СПИ с двоичными ФМ ШПС используются различные кодовые последовательности.

К этим последовательностям предъявляется ряд требований:

- последовательности должны быть псевдослучайными (для обеспечения хороших спектральных свойств, необходимых для расширения спектра);
- функция автокорреляции последовательностей должна иметь низкий уровень боковых лепестков по отношению к главному (для обеспечения надежной синхронизации и уменьшения влияния межсимвольных помех);
- функция взаимной корреляции последовательностей должна иметь низкий уровень (для различимости кодов);
- апериодическая функция взаимной корреляции последовательностей должна иметь низкий уровень (для уменьшения влияния взаимных помех);
- число кодовых последовательностей, выбранных для реализации, должно быть большим (для повышения скрытности сигналов СПИ);
- используемые последовательности не должны допускать несанкционированного восстановления;
- последовательности должны достаточно просто генерироваться на практике.

Кодовые последовательности, способы их формирования и образуемые на их основе ФМ ШПС детально проанализированы и описаны в целом ряде работ. Наибольшее распространение получили линейные рекуррентные последовательности (ЛРП), генерируемые регистрами сдвига с обратной связью (РСОС).

Среди линейных последовательностей особое место занимают  $M$ -последовательности, которые имеют максимальный период  $N=2^n-1$ . Мак-

симальный период обеспечивается соответствующим выбором схемы обратной связи, которая полностью определяется порождающим многочленом вида

$$f(x) = a_0x^n + a_1x^{n-1} + \dots + a_{n-1}x + a_n,$$

где коэффициенты  $a_i$  принимают значения 0 или 1.

Для получения  $M$ -последовательности порождающий многочлен должен быть неприводимым и примитивным относительно двучлена  $x^N - 1$ . Это означает, что порождающий многочлен неразложим на множитель меньших степеней, делит без остатка двучлен  $x^N - 1$  и не входит в разложение ни одного двучлена, степень которого меньше  $N$ .

Существует несколько  $M$ -последовательностей одного периода  $N$ . Максимальное число  $M$ -последовательностей заданного периода  $N$  находится из выражения

$$Q_n = \frac{1}{n} \varphi(N),$$

где  $\varphi(N)$  – функция Эйлера, равная количеству целых положительных чисел, включая единицу, меньших  $N$  и взаимно простых с  $N$ . Причем, если  $N$  – простое число, то  $\varphi(N) = N - 1$ .

Коэффициенты порождающих полиномов могут быть получены с помощью команды `primpoly` в математическом пакете `Matlab`.

Основные свойства двоичных  $M$ -последовательностей:

- на одном периоде  $M$ -последовательности любой ненулевой элемент встречается  $2^{n-1}$  раз, нулевой –  $2^{n-1} - 1$  раз;
- на одном периоде  $M$ -последовательности содержатся все состояния РСЛОС, кроме нулевого;
- сложение по модулю 2 любой  $M$ -последовательности с ее циклическим сдвигом, не равным  $N$ , приводит к той же  $M$ -последовательности с другим циклическим сдвигом.

### 1.3. Порядок выполнения работы

Перед началом выполнения изучить разд. 1.2 «Краткие теоретические сведения» настоящего пособия. В прил. 1 описаны блоки `Simulink`, которые

могут быть использованы в лабораторной работе, их основные параметры и настройки.

1. Собрать схему генератора  $M$ -последовательности на элементах задержки по заданному полиному  $g(x)$  в среде моделирования Simulink пакета Matlab согласно варианту в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Вариант	$g(x)$	$g_0$	$\tau_3$ , мс	$F_d$ , Гц
1	$x^6+x^4+x^3+x+1$	100001	5	2e3
2	$x^6+x^5+1$	100011	20	1e3
3	$x^6+x^5+x^2+x+1$	110010	10	1e3
4	$x^6+x^5+x^3+x^2+1$	100001	40	500
5	$x^6+x^5+x^4+x+1$	010001	20	3e3
6	$x^6+x+1$	000001	10	1e3

Здесь  $\tau_3$  – длительность символа ПСП;  $F_d$  – частота дискретизации;  $g_0$  – начальное состояние регистров генератора ПСП.

Для выполнения пункта необходимо:

а) создать модель генератора ПСП в среде Simulink. На рис. 1.6 приведена схема генератора ПСП для полинома  $g(x) = x^6+x+1$ ;

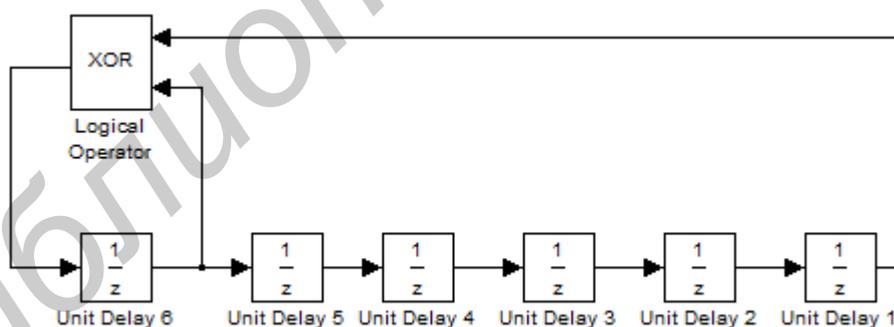


Рис. 1.6. Генератор ПСП

б) задать начальные состояния элементов задержки  $1/z$ , установить частоту дискретизации для элементов схемы ( $1/\tau_3$ ) (рис. 1.7);

в) подключить осциллограф к выходу элемента Unit Delay 1;

г) установить время моделирования не менее  $200 \cdot \tau_3$ ;

д) снять временную диаграмму сигнала для заданной схемы генератора ПСП.

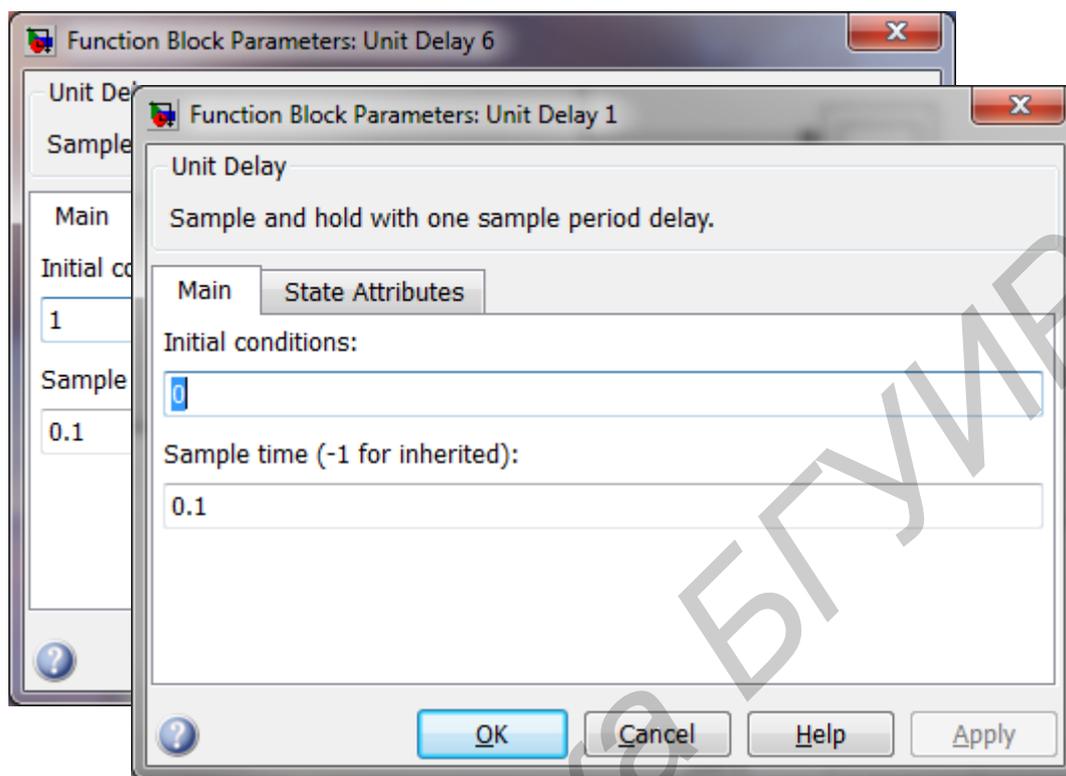


Рис. 1.7. Установка параметров блока задержки (Unit Delay)

2. Построить автокорреляционную функцию (АКФ) для сформированной в п.1 ПСП:

а) подключить к выходу элемента Unit Delay 1 блоки, как показано на рис. 1.8;

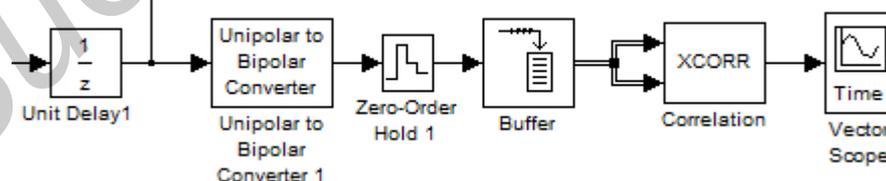


Рис. 1.8. Построение АКФ

б) в свойствах блоков задать следующие параметры:

- M-ary number: 2;

- Zero-Order Hold Sample time:  $1/F_d$  (см. табл. 1.1);
- Output buffer size:  $63 \cdot \tau_{\Sigma} \cdot F_d$ ;

в) выполнить моделирование.

3. Построить спектр сигнала для сформированной в п.1 ПСП:

а) подключить к выходу блока дискретизации Zero-Order Hold спектроанализатор (Spectrum scope), в свойствах блока установить размер входного буфера равным 1024;

б) выполнить моделирование согласно варианту в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Вариант	$g(x)$	$g_0$	$\tau_{\Sigma}$ , мс	$f_0$ , Гц	$F_d$ , кГц	$t_u$ , с
1	$x^6+x^4+x^3+x+1$	100001	10	1400	14	0.63
2	$x^6+x^5+1$	100011	20	700	7	1.26
3	$x^6+x^5+x^2+x+1$	110010	40	250	5	2.52
4	$x^6+x^5+x^3+x^2+1$	100001	5	1600	24	0.315
5	$x^6+x^5+x^4+x+1$	010001	20	500	5	1.26
6	$x^6+x+1$	000001	10	1e3	10	0.63

Здесь  $f_0$  – частота несущего колебания,  $t_u$  – длительность информационного символа.

4. Исследовать влияние помех на СПИ с ШПС (когерентный прием):

4.1. Оценить влияние флуктуационной помехи на прием и обработку ШПС при различных отношениях сигнал – шум:

а) собрать схему СПИ ШПС (см. рис. 1.3) для заданных параметров сигнала (см. табл. 1.2). В качестве модели канала использовать блок AWGN Channel (рис. 1.9). Модели блоков, входящих в состав схемы на рис. 1.9, представлены на рис. 1.10–1.12;

б) снять временные диаграммы в контрольных точках 1–10, спектрограммы в контрольных точках 4 и 5 ШПС СПИ;

в) оценить помехоустойчивость СПИ ШПС, используя блок Error Rate библиотеки компонентов Simulink.

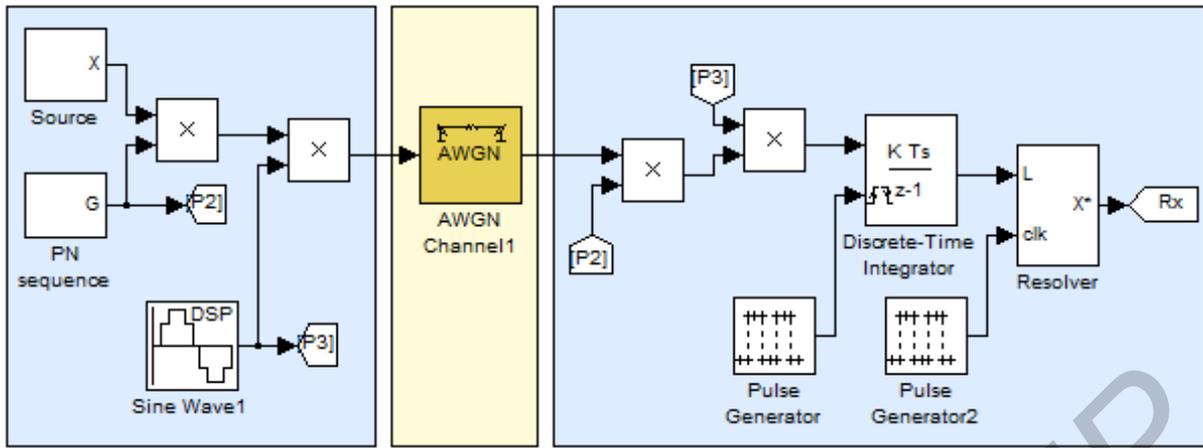


Рис. 1.9. Модель оценки влияния флуктуационной помехи на СПИ с ШПС

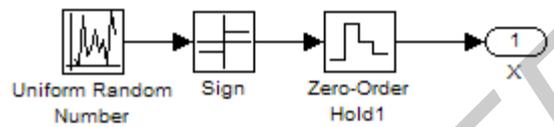


Рис. 1.10. Модель источника информации (блок Source)

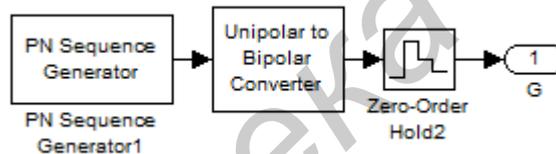


Рис. 1.11. Модель генератора ПСП (блок PN sequence)

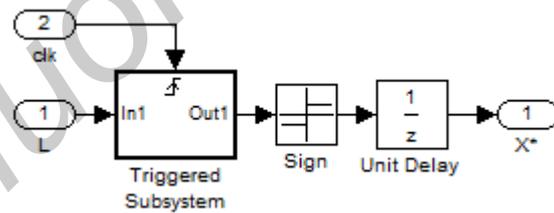


Рис. 1.12. Модель РУ (блок Resolver)

4.2. Оценить влияние узкополосной (гармонической) помехи на прием и обработку ШПС при различных отношениях сигнал – шум и различных отстройках помехи от центральной частоты ШПС:

- заменить в схеме модель канала (рис. 1.13);
- снять временные диаграммы в контрольных точках 1, 9 и 10, спектральные диаграммы в контрольных точках 5 и 6.

4.3. Оценить влияние структурной (имитационной) помехи на прием и обработку ШПС:

а) заменить в схеме модель канала (рис. 1.14);

б) снять временные диаграммы в контрольных точках 1, 9 и 10, спектральные диаграммы в контрольных точках 5 и 6.

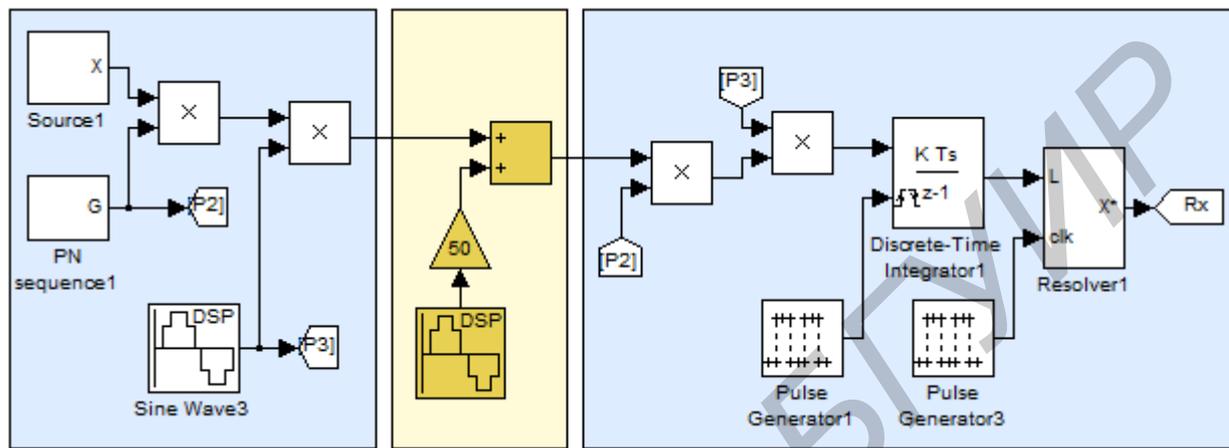


Рис. 1.13. Модель оценки влияния узкополосной помехи

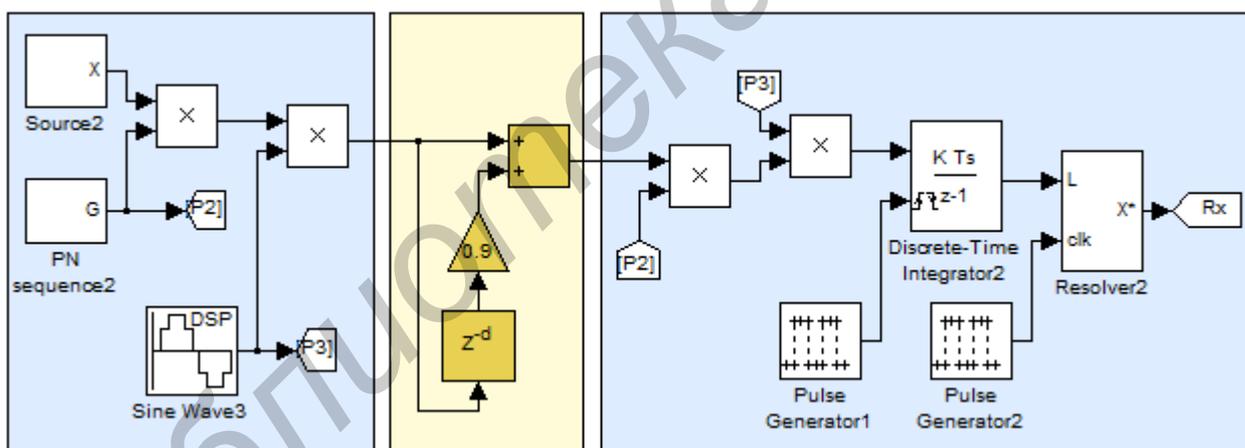


Рис. 1.14. Модель оценки влияния структурной помехи

### 1.4. Содержание отчета

1. Титульный лист.
2. Введение.
3. Теоретические сведения.
4. Схемы исследуемых моделей.

5. Осциллограммы и спектральные диаграммы в контрольных точках.
6. График зависимости вероятностей ошибок от заданного отношения сигнал – шум для п. 4.1.
7. Заключение.

### **1.5. Контрольные вопросы**

1. Приведите формулу Шеннона для пропускной способности канала связи с АБГШ.
2. Приведите методы расширения спектра сигналов в СПИ.
3. Поясните принцип формирования ШПС с использованием ПСП.
4. Приведите временные и спектральные диаграммы, поясняющие принцип формирования ФМ ШПС.
5. Приведите структурную схему устройства формирования ШПС с использованием расширения спектра ПСП.
6. Приведите структурную схему устройства когерентного приема и обработки ШПС с использованием расширения спектра ПСП.
7. Поясните понятия базы и коэффициента расширения спектра сигнала.
8. Перечислите основные характеристики систем связи с ФМ ШПС.
9. Перечислите основные свойства двоичных  $M$ -последовательностей.
10. Постройте АКФ для последовательности Баркера 7 (+1+1+1-1-1+1-1).

## Лабораторная работа №2

### Формирование и обработка сигналов с параллельно-составной структурой

#### 2.1. Цель работы

1. Изучение алгоритмов формирования и обработки сигналов с параллельно-составной структурой (ПСС).

2. Получение навыков компьютерного моделирования систем передачи информации (СПИ) с применением сигналов с ПСС в среде Simulink пакета Matlab.

#### 2.2. Краткие теоретические сведения

Рассмотрим метод формирования сигналов со сложной сигнально-кодовой конструкцией, основанный на использовании ансамбля ортогональных функций. Предположим, что двоичный информационный сигнал  $X(t)$  состоит из последовательности символов  $X_i = \pm 1$ . Получим групповой сигнал путем умножения  $X_i$  на ортогональный базис  $W_i(t)$  и последующего суммирования:

$$s_{\Gamma}(t) = \sum_{i=1}^N X_i(t) \cdot W_i(t), \quad (2.1)$$

где  $N = 2^n$ ,  $n = \{2, 3, \dots\}$ .

В качестве системы ортогональных функций можно использовать, например, функции Уолша или четверично-кодированные последовательности (ЧКП).

##### 2.2.1. Функции Уолша

Существуют различные способы определения функций Уолша. Рассматривается способ, основанный на взаимосвязи функций Уолша с функциями Радемахера. Функции Радемахера, в свою очередь, получаются из синусоидальных функций с помощью соотношений:

$$r_k(\theta) = \text{sign}[\sin(2^k \cdot \pi \cdot \theta)], \quad (2.2)$$

где  $\theta$  – аргумент,  $\theta = 1/T_0$ ,  $0 \leq \theta < 1$ , безразмерное время, т. е. время, нормированное к произвольному интервалу  $T_0$ , а целое положительное число  $k$  – порядок функции.

Первые четыре функции Радемахера изображены на рис. 2.1.

Функции Радемахера ортогональны и ортонормированы с единичной весовой функцией на интервале  $0 \leq \theta < 1$ . Действительно, для любых двух функций  $r_m(\theta)$ ,  $r_n(\theta)$  имеет место соотношение

$$\int_0^1 r_m(\theta) \cdot r_n(\theta) d\theta = \begin{cases} 1 & \text{при } m = n; \\ 0 & \text{при } m \neq n. \end{cases} \quad (2.3)$$

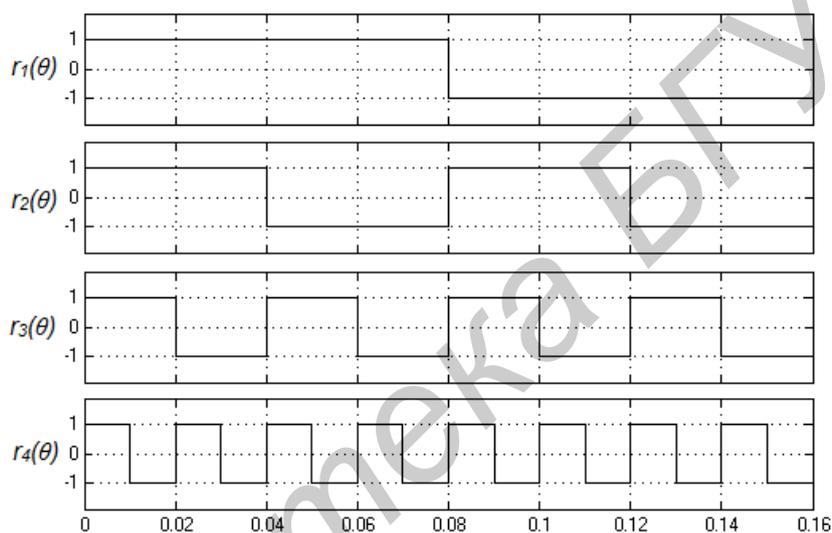


Рис. 2.1. Функции Радемахера

Функции Уолша (обозначаются  $wal$  в соответствии с начальной частью фамилии Walsh – Уолш) образуют полную ортонормированную систему и могут быть получены путем перемножения степеней соответствующих функций Радемахера. Первые восемь функций Уолша изображены на рис. 2.2.

Сопоставление этих функций с функциями Радемахера (см. рис. 2.2) позволяет составить по крайней мере для первых восьми функций Уолша, следующие соотношения:

$$W(0, \theta) = r_1^0(\theta) r_2^0(\theta) = 1;$$

$$W(1, \theta) = r_1(\theta) r_2^0(\theta) = r_1(\theta);$$

$$W(2, \theta) = r_1(\theta) r_2(\theta);$$

$$W(3, \theta) = r_1^0(\theta) r_2(\theta) = r_2(\theta);$$

$$W(4, \theta) = r_1^0(\theta) r_2(\theta) r_3(\theta) = r_2(\theta) r_3(\theta);$$

$$W(5, \theta) = r_1(\theta) r_2(\theta) r_3(\theta);$$

$$W(6, \theta) = r_1(\theta) r_2^0(\theta) r_3(\theta) = r_1(\theta) r_3(\theta);$$

$$W(7, \theta) = r_1^0(\theta) r_2^0(\theta) r_3(\theta) = r_3(\theta).$$

Для представления функций Уолша часто используются матрицы Адамара, которые определяются следующим образом:

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{bmatrix},$$

где  $H_N$  – квадратная матрица Адамара порядка  $N$  (число строк равно числу столбцов), а  $H_{2N}$  – матрица Адамара порядка  $2N$ .

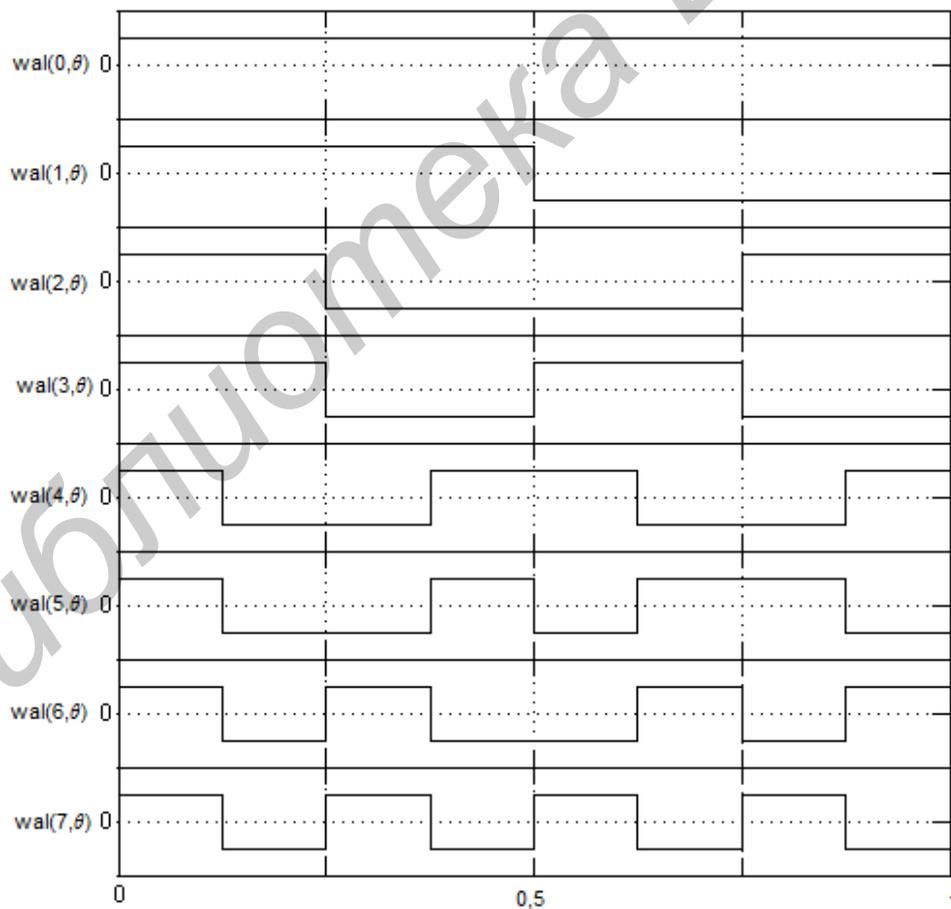


Рис. 2.2. Функции Уолша

В соответствии с этим матрицы Адамара порядка  $N$  можно построить рекурсивно, т. е.

$$H_N = \begin{bmatrix} H_{N/2} & H_{N/2} \\ H_{N/2} & -H_{N/2} \end{bmatrix}.$$

Полагая, что  $H_1=1$ , получаем следующие матрицы порядка 2, 4, 8:

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix},$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$H_8 = \begin{bmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Каждая строка матрицы Адамара и является функцией Уолша. Номер функции по Уолшу вычисляется из номера функции по Адамару путем перестановки бит в двоичной записи номера в обратном порядке с последующим преобразованием результата из кода Грея.

В итоге получается матрица Уолша, в которой функции упорядочены по Уолшу:

$$W_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix},$$

$$W_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Функции Уолша имеют следующие свойства:

1. Кодовые последовательности Уолша являются ортогональными, т. е. выполняется равенство

$$\sum_{n=0}^{N-1} W_i(n) \cdot W_k(n) = \begin{cases} N & \text{при } i = k; \\ 0 & \text{при } i \neq k, \end{cases}$$

где  $W_i, W_k$ , – соответственно  $i$ -я и  $k$ -я последовательности Уолша.

Поскольку на интервале определения в систему Уолша входит  $N$  ортогональных функций, то она является полной. Это значит, что ее нельзя дополнить на этом интервале ни одной новой функцией, которая ортогональна одновременно ко всем другим функциям, входящим в систему.

2. Функции Уолша обладают свойством мультипликативности, т. е. перемножение двух функций Уолша дает новую функцию из той же системы. Следовательно, результат поэлементного перемножения двух строк матрицы любой системы функций Уолша является строкой той же системы.

3. Функции Уолша  $W(i, \theta)$  обладают свойством симметрии, проявляющимся в том, что все выводы относительно  $i$  справедливы также и относительно  $\theta$ .

4. Умножение любой функции Уолша на себя саму дает функцию нулевого порядка  $W(0, \theta)$ , т. к. в результате получаются только произведения вида  $(+1) \cdot (+1)$  и  $(-1) \cdot (-1)$ . Таким образом,  $[W(i, \theta), W(i, \theta)] = W(0, \theta)$  и модуль функции Уолша равен единице  $|W(i, \theta)| = 1$ . Очевидно также, что умножение  $W(i, \theta)$  на  $W(0, \theta)$  не изменяет  $W(i, \theta)$ .

5. Функция Уолша периодическая с периодом  $N$ :  $W(i, \theta \pm N) = W(i, \theta)$ .

6. Функция Уолша при всех  $i \neq 1$  имеет нулевое среднее значение. Это свойство находит свое выражение в том, что каждая строка матрицы функций Уолша содержит равное количество  $+1$  и  $-1$ .

Последовательности Уолша имеют много общего с тригонометрическими функциями, но в отличие от них, последовательности Уолша позволяют широко и просто использовать цифровую технику при формировании и обработке сигналов, что обусловило их применение в системах передачи информации.

### 2.2.2. Четверично-кодированные последовательности

Четверично-кодированные последовательности (ЧКП) – класс нелинейных последовательностей [8] значности  $N = 2^n$ ,  $n = 2, 3, \dots$ , описываемый выражением

$$A_j^n = \sum_{i=1}^{n-1} r_i r_{i+1} \oplus \sum_{i=1}^n X_i^j r_i, \quad (2.4)$$

где  $A_j^n = (a_1, a_2, \dots, a_N)$  – запись одиночной ЧКП длительностью  $T_u$  порядка  $n$  номера  $j$ , символы которой  $a_i \in \{0, 1\}$ ;  $r_i$  – функция Радемахера, определяемая на длительности с номером  $i$ ;  $X_i^j \in \{0, 1\}$  – значение  $i$ -го разряда номера последовательности  $j$ , представленного в  $n$ -разрядном двоичном виде;  $\oplus$  – операция суммирования по модулю 2.

Количество последовательностей одной значности  $N$ , и каждой из них в семействе присваивается номер от 0 до  $N-1$ . По  $n$ -разрядному двоичному номеру ЧКП формируется последовательность по следующему алгоритму:

- если первый разряд двоичного номера – «0», то записываются два символа «11»;
- если первый разряд двоичного номера – «1», то записывается два символа «10»;
- для всех последующих разрядов двоичного номера, начиная со второго, нулю соответствует приписывание к исходной комбинации такой же по размеру комбинации, но отличающейся от исходной инвертированной второй половины, а единице – инвертирование первой половины приписываемой комбинации.

Пример двух реализаций ЧКП значности  $N = 8$ :

$$A_0^3 \rightarrow j=0 \rightarrow 000 \rightarrow 11101101;$$

$$A_1^3 \rightarrow j=1 \rightarrow 001 \rightarrow 10111000.$$

### 2.2.3. Формирование сигналов с параллельно-составной структурой на основе ортогональных функций

Формирование на основе информационного сообщения сигнала с параллельно-составной структурой может рассматриваться как ортогональное (или спектральное) преобразование информационного сигнала. Исходя из выражения (2.1) можно построить структурную схему устройства формирования сигнала с параллельной структурой, представленную на рис. 2.3.

На схеме ИИ – источник информации, ДМП – демультиплексор, ГТЧ – генератор тактовой частоты, ГОФ – генератор ортогональных функций, АФМ – амплитудно-фазовый модулятор.

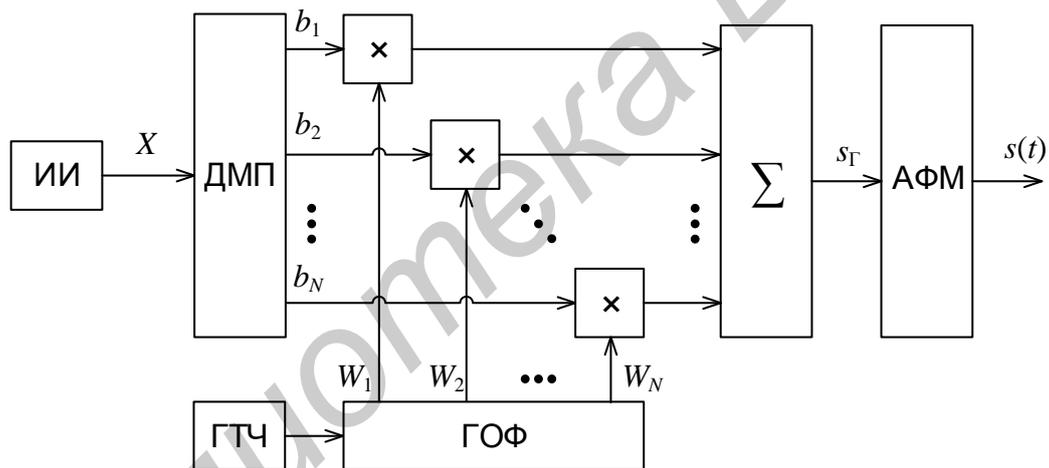


Рис. 2.3. Структурная схема устройства формирования составных сигналов

Последовательность  $N$  информационных бит  $X(t)$  (рис. 2.4) длительностью  $T_u = 1/f_u$  поступает в демультиплексор, где она преобразуется в  $N$  параллельных символов длительностью  $T_c = NT_u$ , т. е. происходит накопление  $N$  бит (см. рис. 2.4) (при  $N=8$  сигнал  $b_1 \dots b_8$ ). Далее каждый символ умножается на соответствующую функцию Уолша  $W_1 \dots W_8$ , полученную на основе матрицы Адамара (см. рис. 2.2). Каждый элемент матрицы имеет длительность  $T_3 = T_u$ , т. е. происходит модуляция знака каждой функции Уолша информационным битом.

Полученные сигналы  $b_1 \cdot W_1 \dots b_8 \cdot W_8$  на рис. 2.5 складываются в сумматоре и на его выходе образуется групповой сигнал с параллельной структурой.

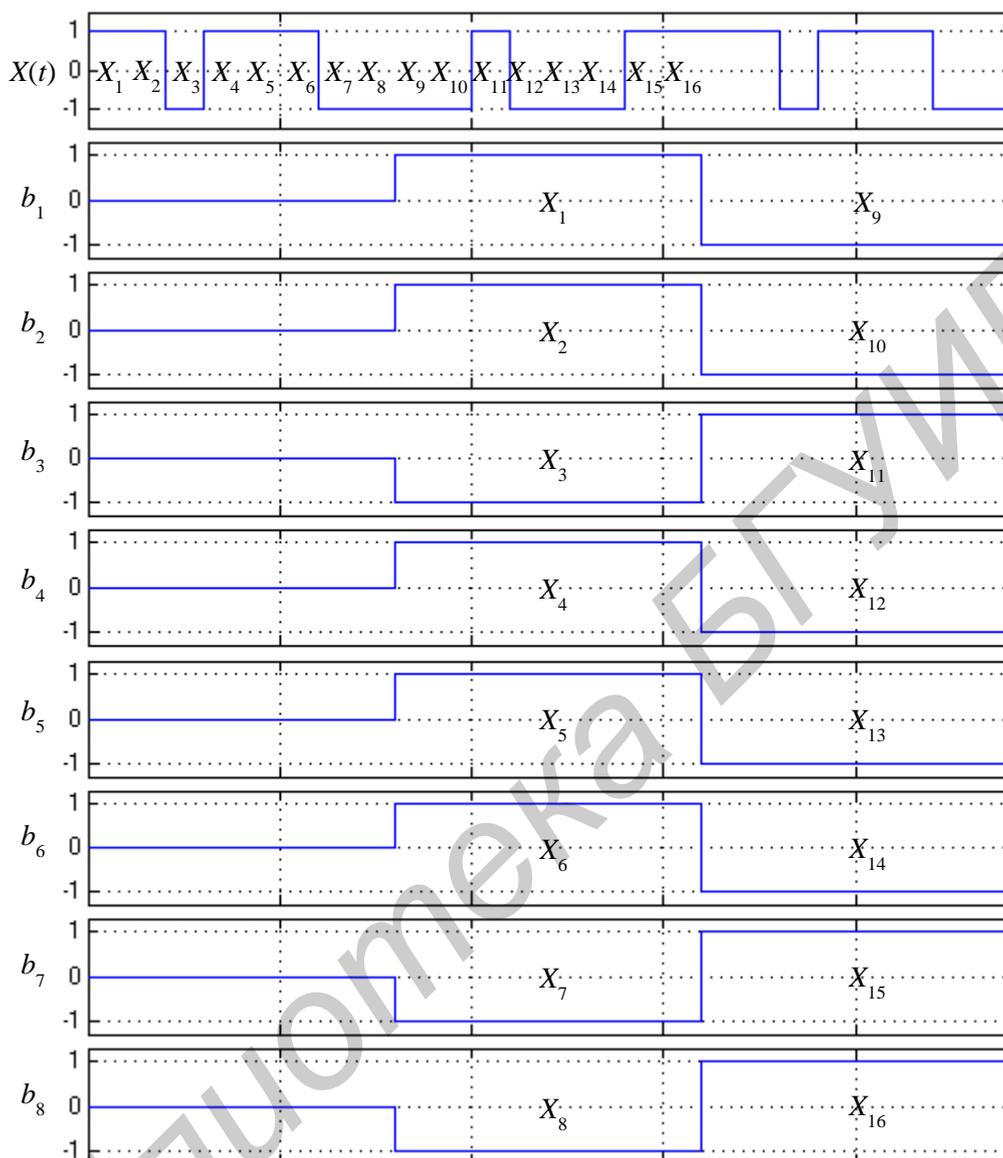


Рис. 2.4. Временные диаграммы, поясняющие процесс формирования составных сигналов

Сформированный сигнал  $s_{\Gamma}(t)$  поступает на модулятор, на выходе которого образуется радиосигнал  $s(t)$ .

При формировании группового сигнала на информационную последовательность налагаются некоторые ограничения, вытекающие из свойств функций Уолша:

– группа из  $N$  символов для двоичной информационной последовательности не должна содержать четное количество «0» и «1»;

– группа из  $N$  символов для многоуровневой информационной последовательности не должна иметь среднее значение, равное нулю.

В случае невыполнения указанных условий групповой сигнал будет содержать нулевые амплитуды (перерывы сигнала), или «вырожденные» группы, состоящие из одного символа с амплитудой  $N$  и  $N-1$  нулевых символов.

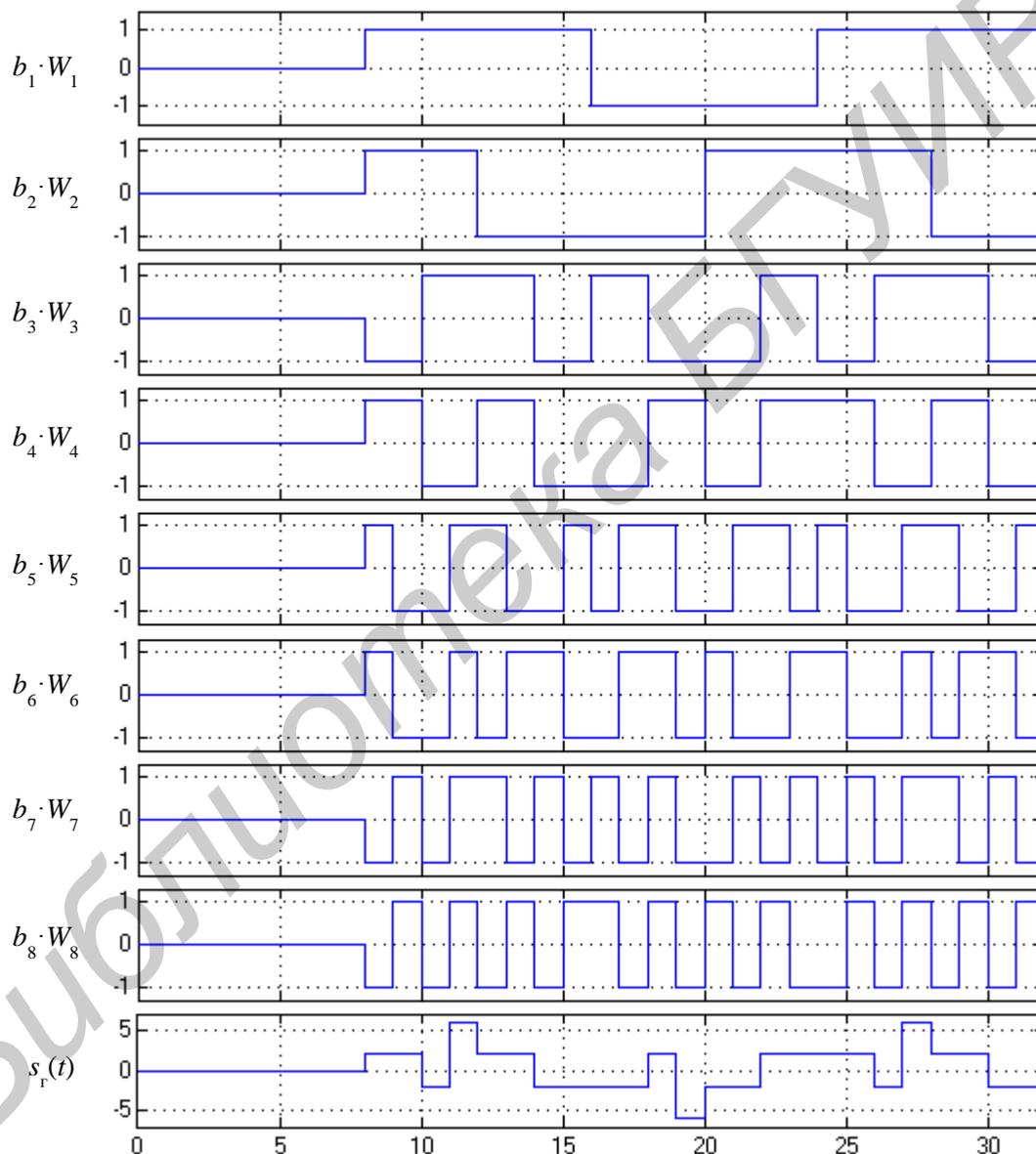


Рис. 2.5. Сигнал с параллельной структурой  $s_r(t)$  на выходе сумматора

## 2.2.4. Квадратурная обработка составных сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией

В настоящее время известно несколько схем квазикогерентного приема сигналов с амплитудной, фазовой и амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМн). К ним относятся схемы Пистолькорса, Сифорова, Костаса и некоторые их модификации. Существенный недостаток этих схем – срывы слежения фазы под воздействием помех в канале связи. Рассматриваются алгоритмы приема составных сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией.

Для пояснения методики рассмотрим вначале синтез демодулятора ФМ сигнала.

Пусть сигнал описывается выражением

$$s(t, X, \beta) = X(t) \cos(\omega_0 t + \beta), \quad (2.5)$$

где  $X(t)$  – двухуровневая последовательность, принимающая значения  $\{\pm 1\}$ ;  $\beta$  – постоянная начальная фаза узкополосного процесса.

На входе устройства приема и обработки сигнала действует смесь сигнала и шума:

$$r(t) = s(t, X, \beta) + n(t), \quad (2.6)$$

где  $n(t)$  – белый гауссовский шум.

Оценки  $X^*$ ,  $\cos(\beta)^* = a_c^*$ ,  $\sin(\beta)^* = a_s^*$  определяются максимумом функции правдоподобия. Логарифм функции правдоподобия на текущем интервале времени длительности  $T_u$  определяется выражением

$$F(X, \beta) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T_u} r(t) \cdot X \cdot [a_c \cdot \cos(\omega_0 t) - a_s \cdot \sin(\omega_0 t)] dt. \quad (2.7)$$

Поскольку средние значения отсчетов  $a_c$  и  $a_s$  при постоянном значении  $\beta$  остаются неизменным, то оценки  $a_c^*$  и  $a_s^*$  могут формировать на интервале  $T_\beta \gg T_u$ , поэтому учтем, что  $a_c^2 + a_s^2 = 1$ , тогда

$$a_c^* = \frac{1}{T_\beta} \int_t^{t+T_\beta} r(t) \cdot X^* \cdot \cos(\omega_0 t) dt, \quad (2.8)$$

$$a_s^* = -\frac{1}{T_\beta} \int_t^{t+T_\beta} r(t) \cdot X^* \cdot \sin(\omega_0 t) dt, \quad (2.9)$$

$$X^* = \frac{1}{T_u} \cdot a_c^* \int_t^{t+T_u} r(t) \cdot X^* \cdot \cos(\omega_0 t) dt - \frac{1}{T_u} \cdot a_s^* \int_t^{t+T_u} r(t) \cdot X^* \cdot \sin(\omega_0 t) dt. \quad (2.10)$$

Учитывая формулы (2.8) и (2.9), можем записать формулу (2.10) в виде

$$X^* = \frac{1}{T_\beta} \int_t^{t+T_\beta} r(t) \cdot X^* \cdot \cos(\omega_0 t) dt \cdot \frac{1}{T_u} \int_t^{t+T_u} r(t) \cdot X^* \cdot \cos(\omega_0 t) dt + \frac{1}{T_\beta} \int_t^{t+T_\beta} r(t) \cdot X^* \cdot \sin(\omega_0 t) dt \cdot \frac{1}{T_u} \int_t^{t+T_u} r(t) \cdot X^* \cdot \sin(\omega_0 t) dt. \quad (2.11)$$

На основе выражения (2.11) можно построить структурную схему устройства приема ФМ сигналов, представленную на рис. 2.6, где ГНЧ – генератор несущей частоты; Инт – интегратор со сбросом; ТФ – трансверсальный фильтр, ФВ – фазовращатель на  $\pi/2$ .

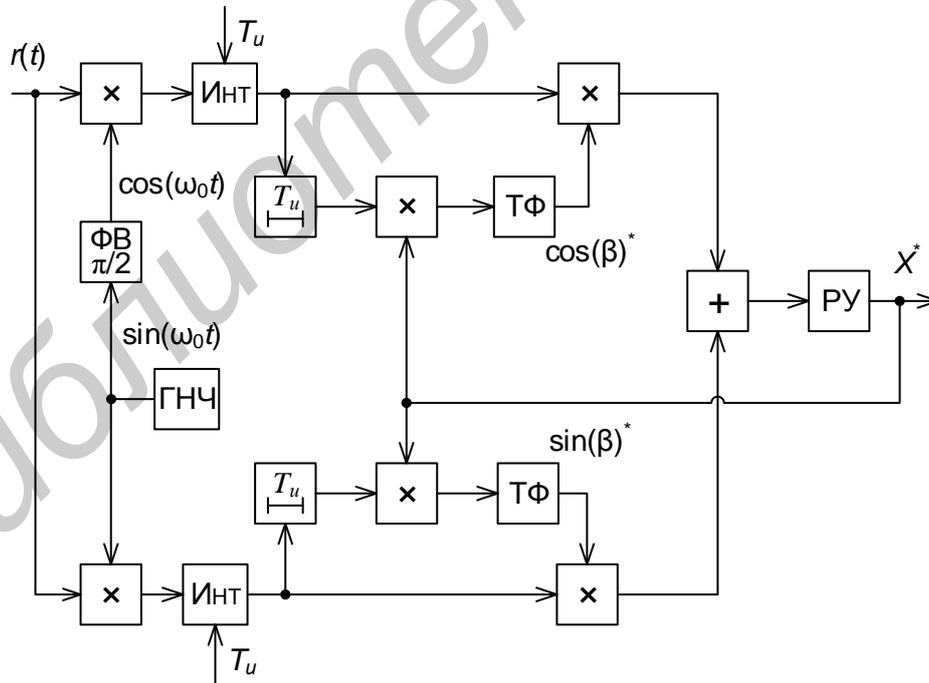


Рис. 2.6. Устройство квазикогерентного приема ФМ сигналов

В соответствии с (2.8) и (2.9) для получения оценок  $a_s^*$  и  $a_c^*$  необходимо использовать трансверсальные фильтры (ТФ) и включить обратную связь по решению  $X^*$ . ТФ представляют собой сумматоры-накопители. Фильтр называется трансверсальным, если его выход представляет собой простое линейное взвешивание текущего и предыдущих  $(M-1)$  входных отсчетов. Структурная схема трансверсального фильтра представлена на рис. 2.7

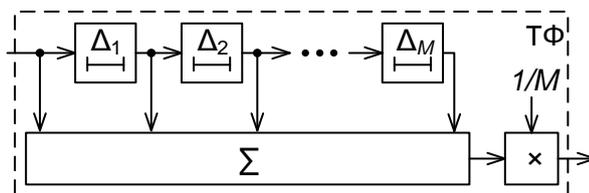


Рис. 2.7. Структурная схема трансверсального фильтра

Вариант устройства квазикогерентного приема АФМн сигналов представлен на рис. 2.8.

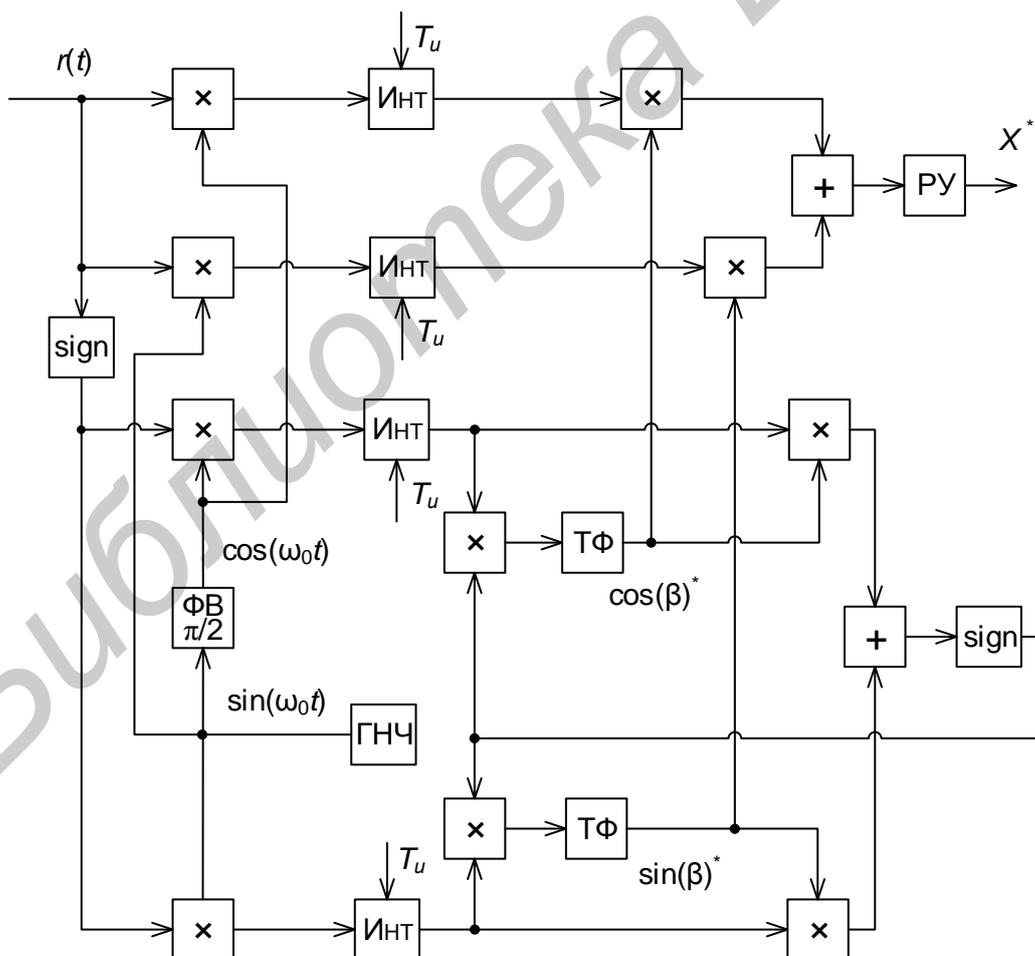


Рис. 2.8. Устройство квазикогерентного приема АФМн сигналов

При обработке многоуровневого сигнала информационный параметр  $X(t)$  принимает значения  $[\pm 1, \dots, \pm N]$ , где  $N$  – число уровней сигнала. Чтобы нивелировать влияние многоуровневого сигнала на качество оценок  $a_c^*$  и  $a_s^*$ , схему (см. рис. 2.6) следует преобразовать в виде двух каналов: канал оценки  $a_c^*$  и  $a_s^*$  и канал выделения информационного сообщения.

### 2.2.5. Алгоритмы и устройства обработки составных сигналов

После демодулятора на приемной стороне осуществляется  $N$ -канальная корреляционная обработка со временем накопления  $T_c = NT_u$  (в рассматриваемом случае  $N = 8$ ).

На рис. 2.9 представлена схема устройства обработки составных сигналов, где АФДем – демодулятор амплитудно-фазоманипулированного сигнала; Инт – интегратор со сбросом (накопитель); РУ – решающее устройство; Мп – мультиплексор.

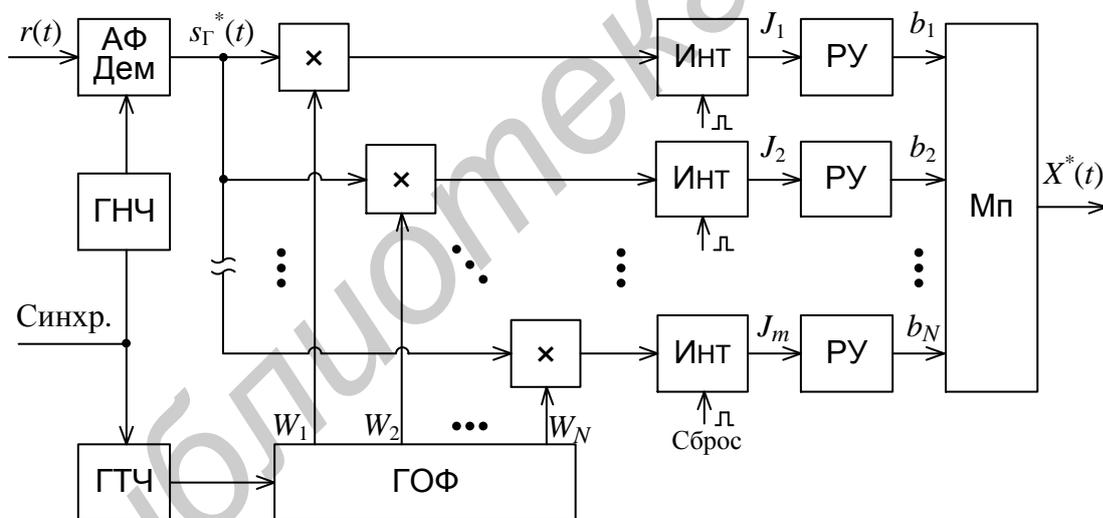


Рис. 2.9. Структурная схема устройства обработки составных сигналов

Рассмотрим процесс обработки составного сигнала. Составной сигнал умножается на опорный, который формируется генератором функций Уолша. Далее сигнал поступает на интегратор (накопитель), где энергия сигнала накапливается за время, в  $N$  раз большее длительности информационного бита. После накопителя сигнал преобразуется в решающем устройстве.

Мультиплексор выполняет обратную функцию демультиплексора, преобразуя параллельные сигналы (рис. 2.10), поступающие со всех каналов в информационную последовательность (рис. 2.11).

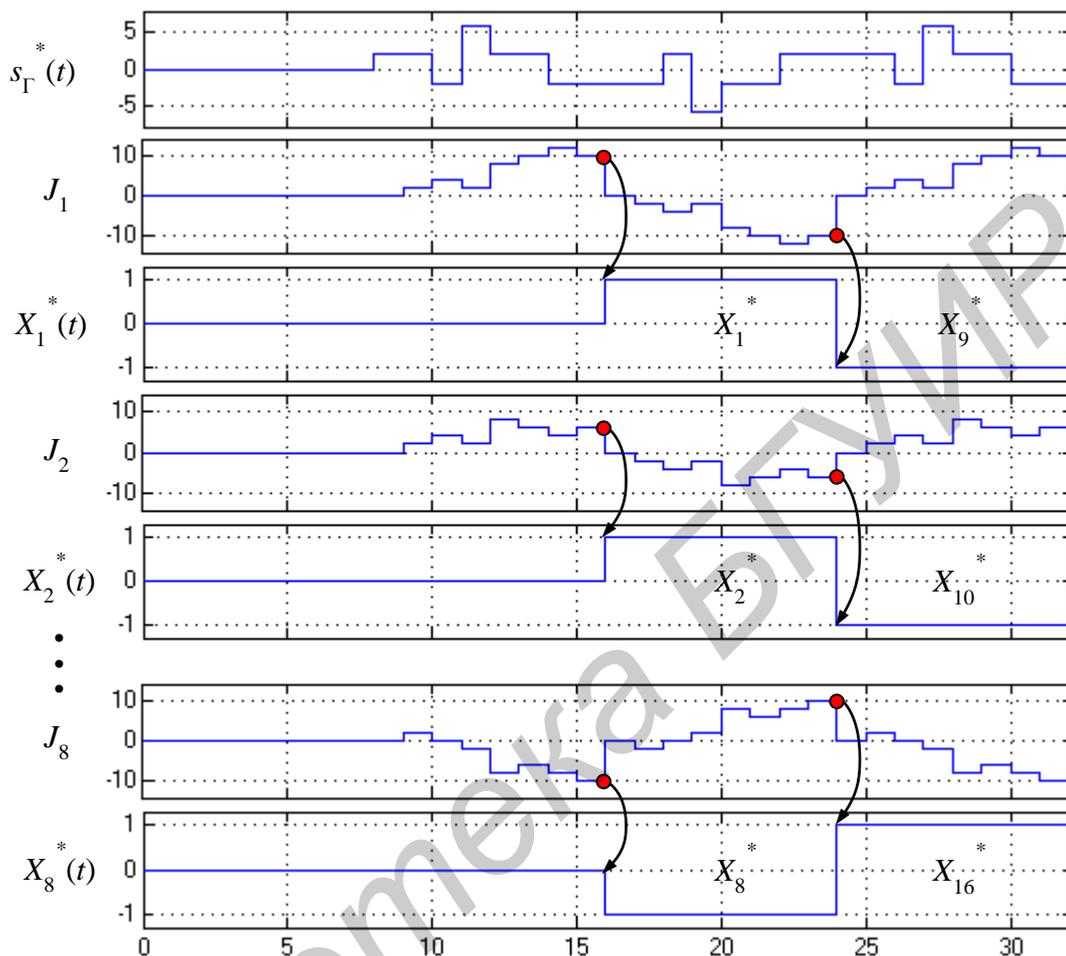


Рис. 2.10. Временные диаграммы, поясняющие работу устройства обработки

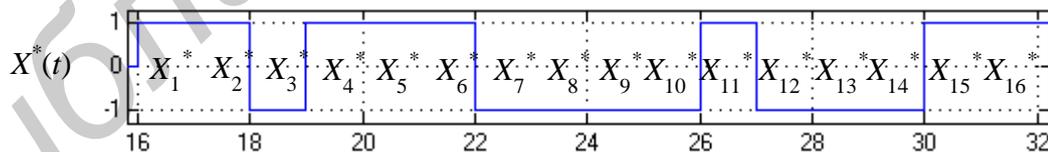


Рис. 2.11. Принимаемая информационная последовательность

### 2.3. Порядок выполнения лабораторной работы

Перед началом выполнения изучить разд. 2.2 «Краткие теоретические сведения» настоящего пособия.

1. Собрать схему устройств формирования и обработки составных сигналов на основе ортогональных функций Уолша и выполнить моделирование в среде Simulink. Параметры сигнала задаются согласно варианту в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Вариант	$T_u$ , мс	$F_d$ , кГц	$f_0$ , кГц	$N_{Walsh}$	$N_{Chkp}$
1	2	200	20	8	16
2	4	600	30	8	16
3	3	500	50	8	16
4	7	800	40	16	8
5	10	350	35	16	8
6	5	600	60	16	8

Здесь  $T_u$  – длительность информационного символа;  $F_d$  – частота дискретизации сигнала;  $f_0$  – частота несущего колебания;  $N_{Walsh}$  – длина функции Уолша;  $N_{Chkp}$  – длина ЧКП.

2. Собрать схему устройств формирования и обработки составных сигналов с использованием ЧКП и выполнить моделирование в среде Simulink.

3. Составить модель генератора импульсных помех и выполнить моделирование в среде Simulink.

4. Составить схему СПИ с ПСС и выполнить моделирование в среде Simulink.

### 2.3.1. Моделирование устройств формирования и обработки сигналов с ПСС на основе ортогональных функций Уолша

С учетом структурных схем на рис. 2.3 и 2.9 построить модель формирователя ПСС с использованием функций Уолша для  $N=8$ , представленную на рис. 2.12 – 2.17.

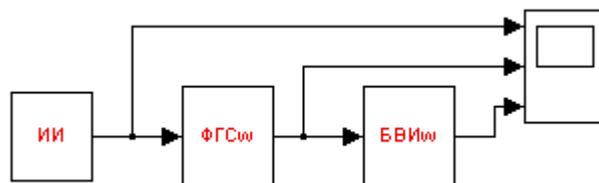


Рис. 2.12. Модель устройств формирования и обработки сигнала с параллельной структурой в среде Simulink

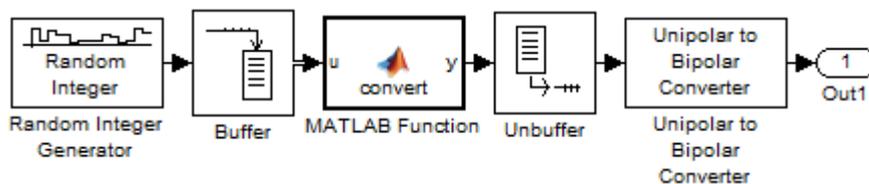


Рис. 2.13. Модель источника информации

С целью обеспечения случайного характера информации в качестве источника можно использовать случайную последовательность двоичных символов. Однако необходимо, чтобы группируемые символы информационной последовательности содержали нечетное количество «0» и «1», например, если формируется ПСС для  $N=4$ , необходимо исключить возможность использования реализаций информационной последовательности: {«1», «1», «1», «1»}, {«0», «0», «0», «0»}, {«1», «1», «0», «0»} и т. д. Представленная модель источника информации (см. рис. 2.13) построена с учетом указанных ограничений.

Функция формирования информационной последовательности с учетом описанных ранее ограничений *convert.m* представлена в прил. 2.

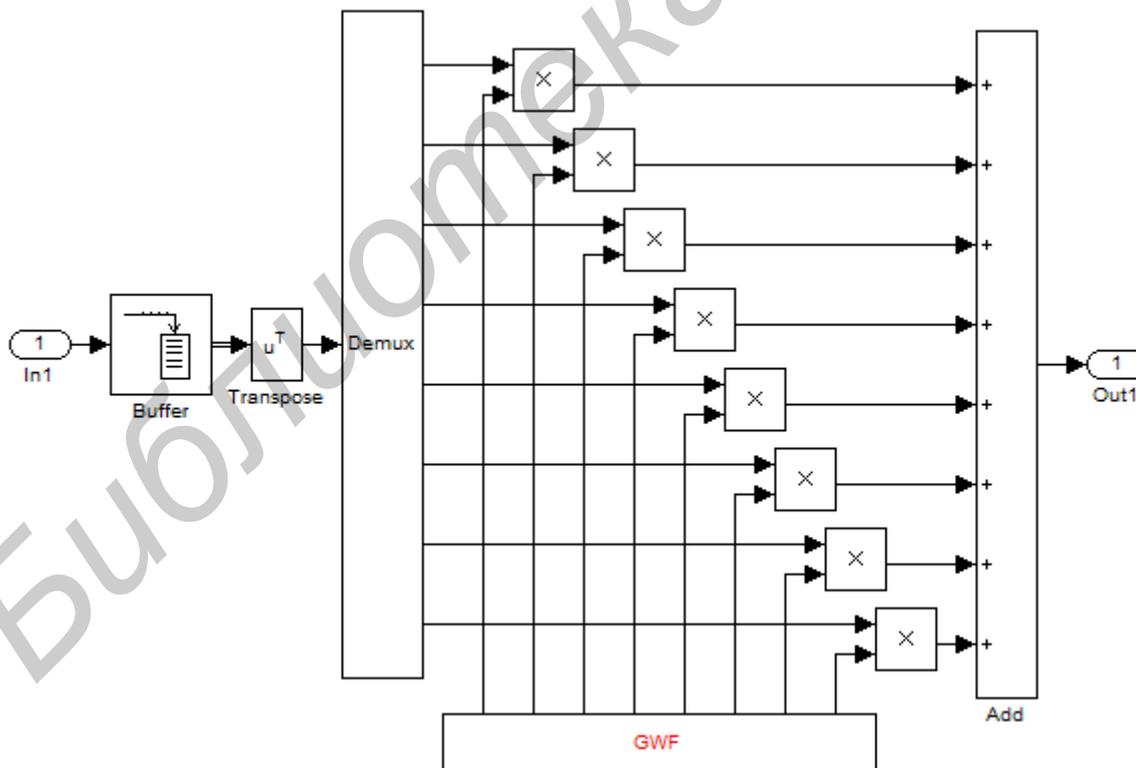


Рис. 2.14. Модель формирователя группового сигнала

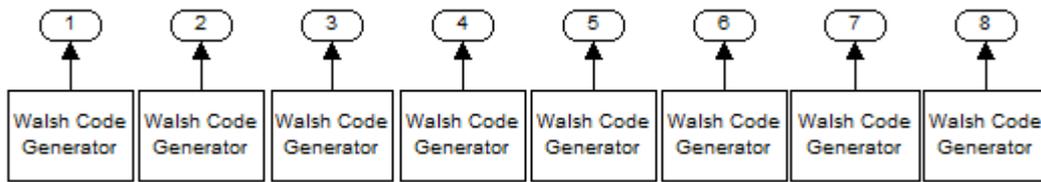


Рис. 2.15. Модель генератора функций Уолша (GWF) для  $N = 8$

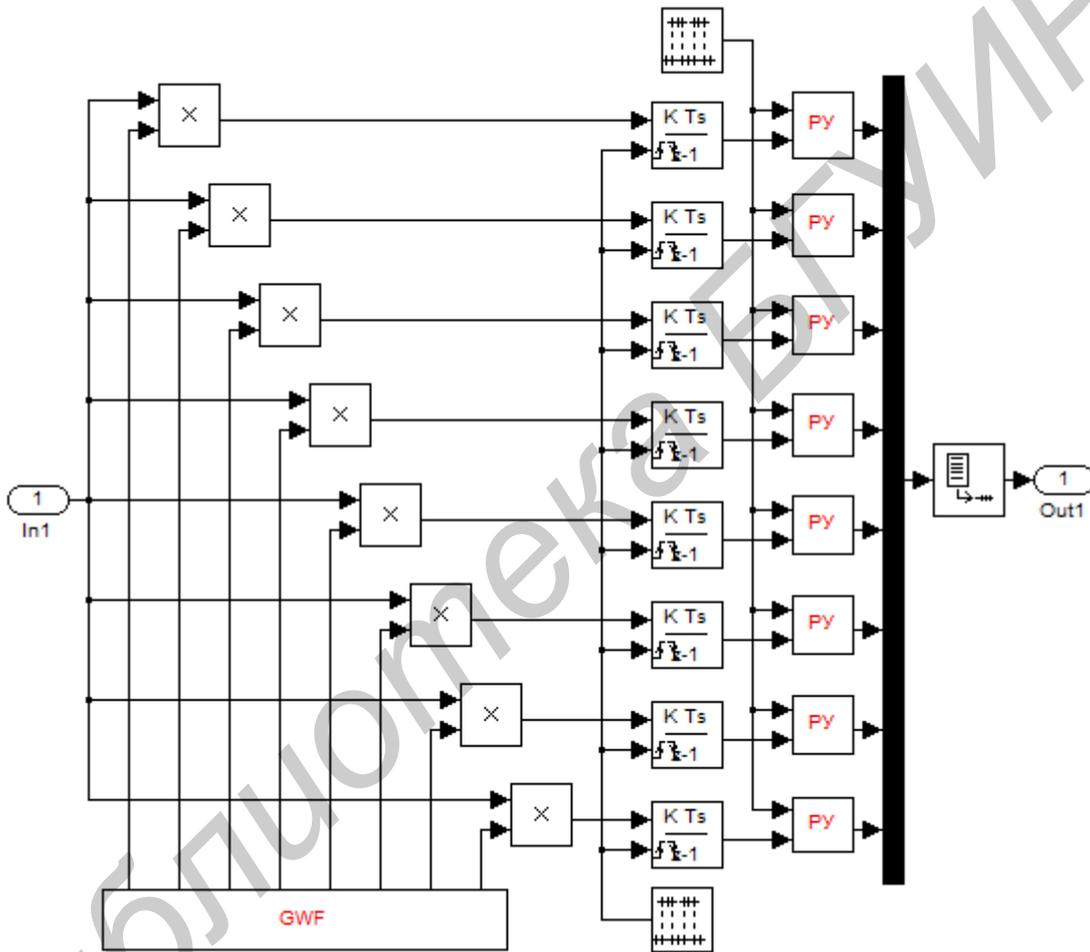


Рис. 2.16. Модель устройства обработки сигнала с ПСС

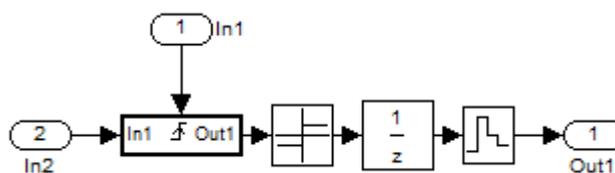


Рис. 2.17. Модель решающего устройства

### 2.3.2. Моделирование устройств формирования и обработки сигналов с ПСС на основе ЧКП

Модель генератора четверично-кодированных последовательностей (рис. 2.18) содержит  $N$  блоков Constant и  $N$  блоков Unbuffer. Функция формирования *get\_chkp.m* ансамбля ЧКП с заданным индексом и длиной кода представлена в прил. 2.

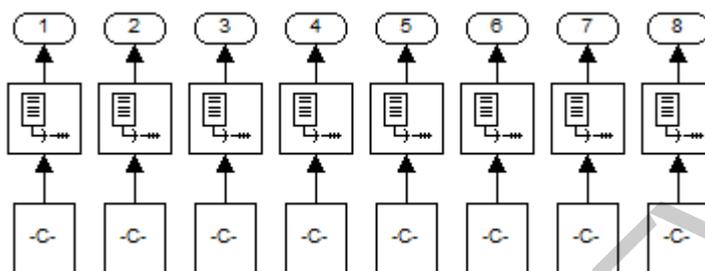


Рис. 2.18. Модель генератора ЧКП для  $N = 8$

### 2.3.3. Разработка модели генератора импульсных помех

Импульсными помехами называют случайные кратковременные искажения амплитуды сигнала, которые проявляются в виде резких выбросов амплитуды отдельных небольших групп отсчетов наблюдаемого сигнала.

Модель генератора импульсных помех (ГИП) приведена на рис. 2.19.

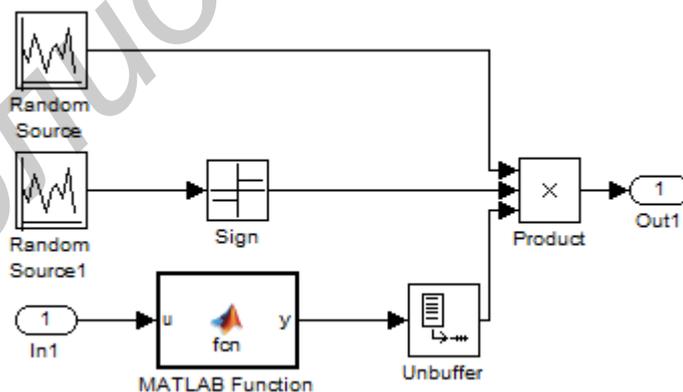


Рис. 2.19. Модель генератора импульсных помех для  $N = 8$

На рис. 2.20 показан вариант использования генератора импульсных помех в канале с АБГШ.

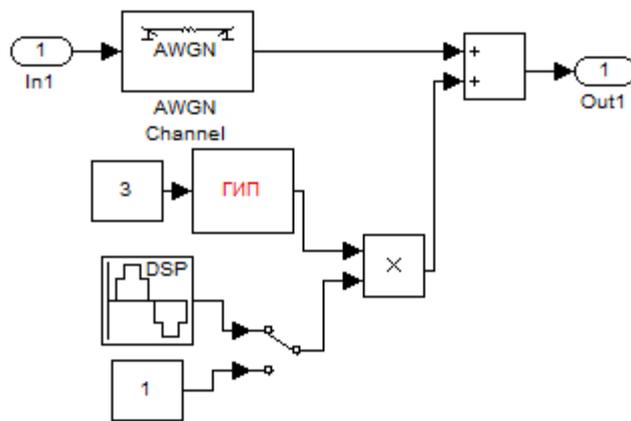


Рис. 2.20. Модель канала связи с АБГШ и импульсными помехами

### 2.3.4. Моделирование СПИ с ПСС в среде Simulink

Цель моделирования – проверка работоспособности схемы и оценка ее основных качественных показателей. Необходимо оценить влияние импульсных помех на прием и обработку сигналов с ПСС.

Общий вид данной схемы показан на рис 2.21. На схеме используются блоки: ИИ – источник информации, ФГС – формирователь группового сигнала, Дем – демодулятор, УОА – устройство оценки амплитуды, БС – блок сравнения, БВИ – блок выделения информации.

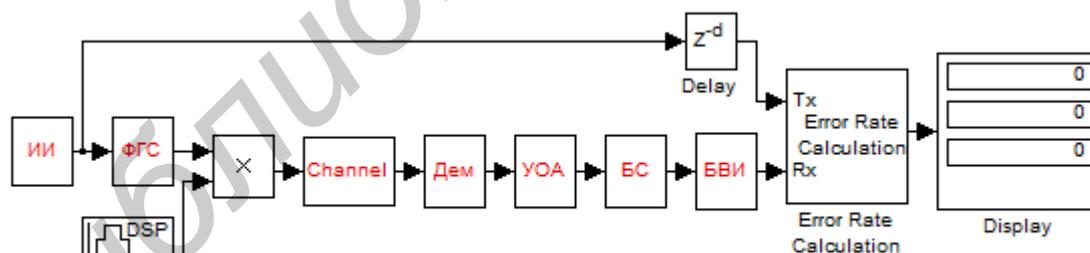


Рис. 2.21. Модель СПИ с ПСС

В отчете привести осциллограммы в контрольных точках, поясняющие работу данной схемы.

Модель демодулятора представлена на рис. 2.22.

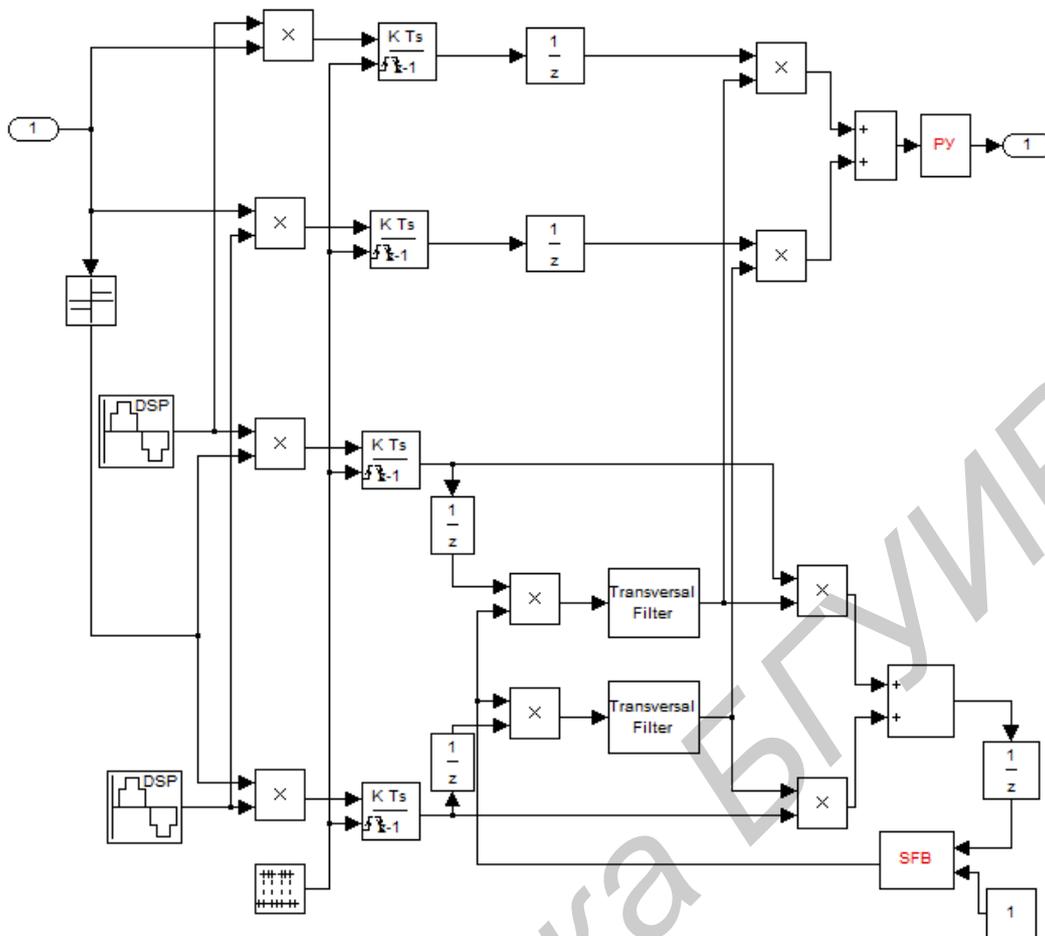


Рис. 2.22. Модель демодулятора

Модели трансверсального фильтра и начальной инициализации обратной связи по решению (ОСР) показаны на рис. 2.23 и 2.24.

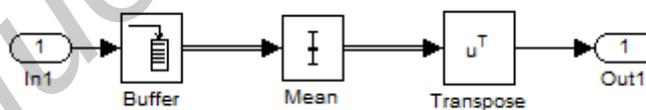


Рис. 2.23. Модель трансверсального фильтра (Transversal Filter)

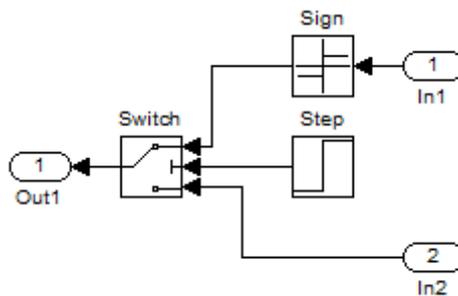


Рис. 2.24. Модель блока начальной инициализации ОСР (SFB)

Модель блока сравнения (БС), предназначенного для обнуления элементов группового сигнала, превышающего пороговое значение, представлена на рис. 2.25.

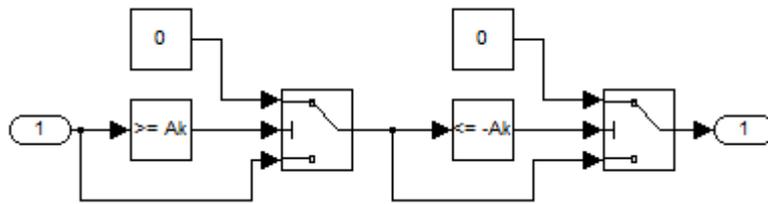


Рис. 2.25. Модель блока сравнения

## 2.4. Содержание отчета

1. Титульный лист.
2. Введение.
3. Теоретические сведения.
4. Схемы исследуемых моделей.
5. Осциллограммы и спектральные диаграммы в контрольных точках.
6. Графики зависимостей вероятностей ошибок от заданного отношения сигнал – шум для подразд. 2.3.4.
7. Заключение.

## 2.5. Контрольные вопросы

1. Опишите способ построения ортогональных функций Уолша на основе матриц Адамара.
2. Приведите алгоритм формирования четверично-кодированных последовательностей.
3. Приведите структурную схему устройства формирования сигналов с ПСС, поясните принцип работы.
4. Приведите структурную схему устройства обработки сигналов с ПСС, поясните назначение элементов и принцип работы.
5. Приведите схему устройства квазикогерентного приема АФМн сигналов и поясните принцип работы.

6. Поясните назначение сигналов с ПСС.

7. Приведите временные диаграммы, поясняющие выделение информационного потока из группового сигнала (сигнала с ПСС).

8. Поясните назначение трансверсальных фильтров в каналах оценки фазы устройства квазикогерентного приема ФМ сигналов.

9. Постройте групповой сигнал с ПСС на основе функций Уолша при  $N=4$  для фрагмента информационной последовательности  $(+1, +1, -1, +1)$ .

10. Поясните назначение элементов задержки в каналах оценки фазы устройства квазикогерентного приема ФМ сигналов.

Библиотека БГУИР

## Лабораторная работа №3

### Формирование и обработка сигналов на основе хаос-последовательностей

#### 3.1. Цель работы

1. Изучение алгоритмов формирования и обработки хаос-сигналов.
2. Получение навыков компьютерного моделирования систем передачи информации (СПИ) с применением хаос-сигналов в среде Simulink пакета Matlab.

#### 3.2. Краткие теоретические сведения

##### 3.2.1. Общие сведения о хаотических сигналах

Открытие нерегулярных хаотических колебаний в детерминированных нелинейных динамических системах различной природы (физических, механических, радиотехнических, химических, биологических, экономических и др.) стало одним из крупнейших научных достижений конца XX века. Это явление стали называть детерминированным или динамическим хаосом. Концепция динамического хаоса вышла за рамки породившей ее теории нелинейных колебаний и стала новой общенаучной парадигмой, легла в основу нового научного направления, называемого синергетикой. Более того, явление динамического хаоса дало новые важные инженерные идеи, привело к созданию на их основе устройств и теорий, уже используемых на практике. В частности, во многих радиотехнических лабораториях мира ведутся исследования возможности построения коммуникационных систем конфиденциальной передачи информации с использованием в качестве несущих хаотических колебаний, возникающих в электронных устройствах, называемых генераторами хаоса или генераторами хаотических колебаний.

Хаотические сигналы, как носители информации, обладают рядом уникальных свойств, отличающих их от традиционных носителей информации. Будучи по своей сути нерегулярными сигналами они подобно псевдошумовым последовательностям характеризуются сплошным спектром мощности, быстро спадающей автокорреляционной функцией, конечным временем предсказания.

Вместе с тем динамическая природа хаоса позволяет организовывать новые способы взаимодействия динамических систем. Явление хаотической синхронизации, присущее лишь динамическим хаотическим системам, может приводить к навязыванию очень сложного по своей форме поведения в целом ансамбле систем. Это служит основанием для использования принципиально новых методов модуляции (кодирования) и извлечения (декодирования) информационной составляющей из хаотической несущей.

Системы с хаосом представляют собой класс источников сигналов, чрезвычайно разнообразных по своим спектральным, вероятностным свойствам, причем управление этими свойствами может гибко осуществляться при изменении собственных параметров.

Многообразие хаотических режимов, возможность настройки на уникальный хаотический код, сепарация своих сигналов на приемном конце – предпосылки создания систем хаотической связи с многопользовательским доступом. Наконец, отличительной чертой источников хаотических колебаний является относительная простота их конструкции, допускающая как интегральное, так и микропроцессорное исполнение. Совокупность перечисленных выше свойств позволяет надеяться на успешное развитие коммуникационных технологий, основанных на динамическом хаосе.

Динамический хаос – сложное, неупорядоченное движение нелинейных систем, возникающее при отсутствии каких-либо случайных возмущений.

При определенных условиях нелинейная динамическая система способна генерировать апериодические колебания, называемые хаотическими. В отличие от случайных процессов реализация хаос-процесса может быть воспроизведена, если известны параметры системы и начальные условия. Это явление открыло возможности для использования шумоподобных хаотических сигналов (ШХС) в системах передачи информации. При этом актуальным является поиск алгоритмов формирования ШХС, отвечающих всем требованиям, предъявляемым к ШПС.

Простейшая динамическая система описывается обыкновенным нелинейным дифференциальным уравнением  $dh(t)/dt = f[h(t)]$ , где  $h(t)$  – хаотическое колебание, характер которого определяется нелинейной функцией  $f[\cdot]$  и начальными условиями.

Хаотическая последовательность  $h_k$ , где  $k = 0, 1, 2, \dots$  и т. д., является разновидностью хаотических колебаний и описывается так называемым отображением  $h_k = f[h_{k-1}]$ . Например, если функция  $f(h_{k-1}) = a_0 \cdot \sin[\alpha \cdot h_{k-1}]$ , то при иррациональном соотношении между  $a_0$  и  $\alpha$  динамическая система генерирует хаотическую последовательность. На рис. 3.1, а показан процесс образования последовательности при  $\alpha = 2\pi$  и фрагмент ее реализации (рис. 3.1, б).

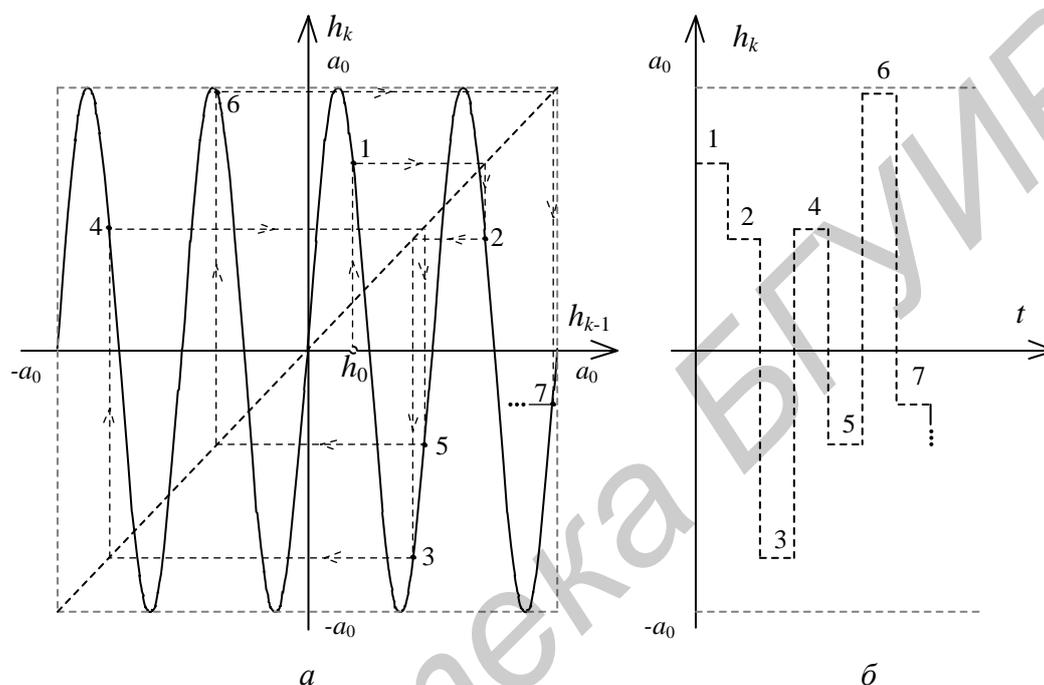


Рис. 3.1. Процесс образования (а) и фрагмент реализации (б) хаотической последовательности

Для реализации алгоритмов записи, хранения, обработки и передачи информации, использующих свойства хаотической динамики систем, необходимы формирователи хаос-процессов – устройства, преобразующие энергию, взятую от некоторого внешнего источника.

В настоящее время значительное внимание уделяется системам связи, использующим хаотические колебания и хаотические последовательности в качестве несущих (поднесущих).

### 3.2.2. Понятие широкополосных хаотических сигналов

Развитие телекоммуникационных средств нового поколения основано на использовании широкополосных и сверхширокополосных сигналов с большой

информационной емкостью. В системах связи широкая полоса частот несущих сигналов позволяет как увеличить скорость передачи информации, так и повысить устойчивость работы систем при наличии возмущающих факторов. Широкополосные сигналы используются для передачи информации во многих системах, например, в оптических системах связи с некогерентным излучением, многоканальных и многоадресных системах с кодовым разделением, беспроводных системах связи с расширением спектра, спутниковых глобальных навигационных системах, широкополосных радиолокаторах с апертурным синтезом, когерентных системах интерферометрии и полярометрии. Применение широкополосных шумоподобных сигналов обеспечивает высокую пропускную способность каналов, позволяет принимать сообщения при соотношении сигнал – шум много меньше единицы и бороться с влиянием многолучевого распространения радиоволн, позволяет ослабить воздействие многих видов помех. Важной характеристикой широкополосных систем является высокая скрытность при функционировании и электромагнитная совместимость с другими радиоэлектронными средствами за счет излучения непрерывных во времени шумоподобных сигналов с очень низкой спектральной плотностью.

В последнее время в связи с развитием спутниковых, мобильных, сотовых и волоконно-оптических многопользовательских коммуникационных систем большое внимание привлекает такой класс широкополосных сигналов, как сигналы с кодовым расширением спектра. Полоса частот передаваемого сигнала с кодовым расширением спектра может быть значительно шире полосы частот информационного сообщения. В технике связи такие сигналы могут формироваться в виде псевдослучайных последовательностей из различных реализаций, которые обладают заданными спектральными и корреляционными характеристиками.

Широкополосные сигналы образуются за счет расширения полосы частот информационного сигнала и (или) за счет расширения спектра частот несущей. Расширение полосы частот сигнала достигается за счет модуляции несущего колебания по закону передаваемых сообщений, например, частотной модуляции с большим индексом фазовой манипуляции с помощью псевдослучайной последовательности из коротких двоичных символов. Расширение полосы свойственно также цифровому кодированию, т. к. введение избыточных символов при сохранении неизменной скорости передачи сообщения приводит к

необходимости уменьшить длительность каждого символа. При этом расширяется полоса частот передаваемого кодированного сигнала.

Технология расширения спектра предпочтительнее для получения широкополосного сигнала. При этом эффективная расширяющая функция должна удовлетворять определенным требованиям в отношении ширины полосы частот, структуры приемника и метода передачи сообщения. Расширяющая функция должна быть детерминированной на относительно большом интервале времени и иметь шумоподобный равномерный спектр в широкой полосе частот (большую базу), следовательно, узкую автокорреляционную функцию с малыми боковыми выбросами.

Ансамбль расширяющих функций, используемых различными системами или одной многоканальной системой, должен обладать хорошими взаимокорреляционными и групповыми свойствами. Расширяющая функция может быть непрерывной аналоговой или дискретной цифровой. Формирование широкополосных псевдослучайных сигналов наиболее перспективно осуществляется методами цифровой обработки сигналов. В этом случае расширяющие функции формируются на основе цифровых кодовых последовательностей. В некоторых случаях возможно одновременное расширение спектра сигнала за счет различных методов модуляции, когда, например, наряду с расширяющей функцией используется цифровое, помехоустойчивое кодирование сообщений восстанавливаемыми кодами.

Загруженность радиодиапазона электромагнитными излучениями в сочетании с необходимостью обеспечения скрытной и помехоустойчивой связи стимулирует развитие нового поколения телекоммуникационных средств на основе широкополосных псевдослучайных кодированных сигналов. В таких системах все пользователи работают в одном частотном диапазоне, более широком, чем в случае традиционных узкополосных систем связи с частотно-временным разделением. В каждом абонентском канале существует свой идентификационный код или своя кодовая последовательность для различения пользователей. На вход приемного устройства индивидуального пользователя одновременно с полезным сигналом поступают в заданной полосе частот не только обычные помехи флуктуационной природы, но и мешающие сигналы от других абонентов, а также отражения за счет многолучевого распространения. Сложная электромагнитная обстановка в зоне действия телекоммуникационных

средств налагает дополнительные требования на систему псевдослучайных сигналов, которая используется для связи с кодовым разделением.

В связи с бурным развитием в последнее время многоканальных автономных систем связи с кодовым разделением (асинхронных адресных систем связи) актуальна проблема построения систем ШПС. Системой сигналов называется множество сигналов, определяемых единым правилом построения (алгоритмом). Число сигналов в системе  $L$  называется объемом системы сигналов, который принято обычно сравнивать с базой ШПС  $B$ , равной произведению ширины спектра (полосы) шумового сигнала  $\Delta f$  на его длительность  $T$ :  $B = \Delta f T$ . Если  $L \ll B$ , то это малая система сигналов,  $L \approx B$  – нормальная и при  $L \gg B$  – большая система. Большую часть известных систем сигналов составляют малые или нормальные системы.

Необходимость развития многоканальных систем связи и передачи информации с кодовым разделением требует создания больших систем ШПС, число которых  $L$  намного больше базы  $B$  сигнала. Для большинства известных систем сигналов соотношение  $L \gg B$  не выполняется. Известный специалист в этой области Л. Е. Варакин писал по поводу системы связи на ШПС: «Сигналы, входящие в систему, должны обеспечивать минимально возможный уровень взаимных помех, который в основном определяется допустимым уровнем максимальных пиков взаимокорреляционных функций:  $R_{\max} = \alpha / \sqrt{B}$ , где  $\alpha$  – пик-фактор взаимной корреляционной функции, в общем случае зависящий от  $B$ . Чем меньше  $\alpha$ , тем лучше корреляционные свойства». В настоящее время нет алгоритмов построения больших систем фазоманипулированных (ФМ) сигналов, у которых пик-фактор корреляционных функций достигал бы значения нескольких единиц. Например, если  $B = 10$ , то необходима система  $L = 10^{10} \dots 10^{12}$  и  $\alpha \approx 2 \dots 5$ . Но такие системы пока не известны, хотя факт их существования не отрицается. Именно поэтому в настоящее время существует следующая нерешенная проблема: разработка алгоритмов построения больших систем ФМ ШПС с хорошими корреляционными свойствами. Алгоритмы построения систем ФМ сигналов должны быть детерминированными, поскольку сигналы должны быть известны в точке приема.

### 3.2.3. Методы формирования широкополосных хаотических сигналов нелинейными динамическими системами

Вскоре после открытия динамического хаоса в детерминированных системах стало ясно, что сигналы, формируемые нелинейными динамическими системами, могут коренным образом изменить облик существующих телекоммуникационных систем. Единственным и весьма существенным недостатком хаоса является высокая чувствительность формирователей к точности повторения их параметров, например, на приемной стороне. Такая сверхчувствительность также определяет трудности для систем связи, использующих радиоканал, где имеют место как аддитивные, так и частотно-селективные замирания. Однако указанная проблема не снизила количество публикаций, посвященных использованию детерминированного хаоса в системах передачи информации. Это обусловлено в первую очередь определенными свойствами хаоса, которые в общем можно выразить следующим:

1) несмотря на детерминированность собственно генератора, хаос-сигнал при некоторых условиях может полностью соответствовать случайному процессу;

2) генераторы хаос-сигналов обладают исключительной гибкостью и простотой при формировании процессов с заданными характеристиками;

3) хаос допускает множество различных вариантов модуляции информационным сигналом – в этом случае сам сигнал и схема его обработки часто оказываются интересными как с точки зрения теории, так и практики. Слово «модуляция» взято в кавычки в силу того, что во многих случаях информация закладывается в хаос отличным от классического путем, и по сути случайное информационное сообщение непосредственно определяет вид хаотического колебания, таким образом, обычной модуляцией это назвать нельзя.

В настоящее время уже имеются результаты экспериментов по применению хаос-сигналов в проводных системах связи, в то же время использование новых сигналов в радиоканалах на данный момент широкого распространения получить не может, т. к. их эффективность оказывается ниже, чем у известных сигналов. В целях решения этой проблемы необходимо создать устройства, которые, с одной стороны, формировали бы устойчивые к различного рода внутренним и внешним нестабильностям колебания, а с другой стороны, сохраняли

бы основное свойство хаоса – непериодичность и сложность фазовых траекторий, напрямую влияющих на защищенность канала связи. В этом направлении видится несколько путей решения проблемы, общий замысел которых предполагает использование цифровых методов формирования хаотических процессов.

При формировании хаотических процессов принципиальную роль играет безынерционный элемент с существенно нелинейной характеристикой. Рассмотрим три самостоятельных типа формирователей хаотических сигналов.

Первый тип (рис. 3.2) есть классическая схема формирования чистого хаос-процесса.

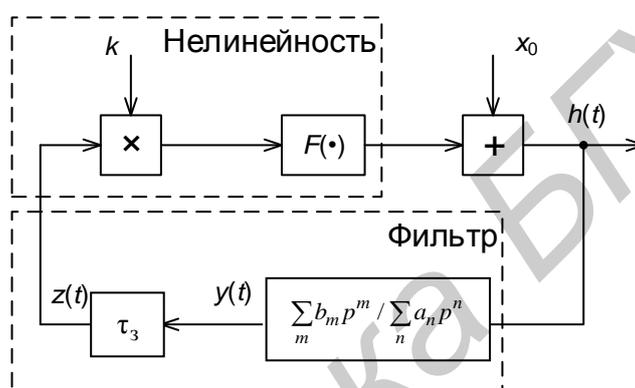


Рис. 3.2. Структурная схема формирования хаотических сигналов

При петлевом коэффициенте усиления  $k \gg 1$  и наличии в цепи обратной связи (ОС) нелинейного безынерционного преобразователя с амплитудной характеристикой  $F(\cdot)$  на выходе схемы возникают случайно-подобные колебания. В нижней части схемы показан линейный фильтр с операторным коэффициентом передачи:

$$K = \frac{\sum_{m=0}^p b_m p^m}{\sum_{n=0}^Q a_n p^n}. \quad (3.1)$$

Фильтр ограничивает полосу частот формируемого процесса. Линия задержки (ЛЗ) на время  $\tau_3$  может отсутствовать, если порядок фильтра  $N = Q > 2$ . Однако в целях увеличения стохастизации колебаний желательно, чтобы линия задержки присутствовала.

Кодирование информации случайно-подобным сигналом, формируемым на рис. 3.2, влечет за собой серьезные проблемы при обработке смеси сигнала в связи с быстрой разбегаемостью фазовых траекторий. Кроме того, такой сигнал непрерывно развивается во времени и имеет континуум значений. При применении хаос-сигналов в системах связи желательно, чтобы формирование отчетов происходило через равные промежутки времени; в этом случае полоса сигнала будет определяться некоторой тактовой частотой, а не фильтрами в цепи обратной связи, и станут применимыми цифровые методы обработки сигналов в устройстве приема. Для этого можно предложить ввести в нелинейную динамическую систему устройство выборки и хранения (УВХ), тогда сигнал на выходе будет представлять собой последовательность отчетов в виде некоторой ступенчатой функции. В приведенных схемах нелинейность обязательно должна иметь непрерывную амплитудную характеристику  $F(\cdot)$ ; только в этом случае на их выходах будет наблюдаться непериодический сигнал.

Второй тип (схема на рис. 3.3) обладает большей гибкостью, качеством и существенно упрощенной контролируемостью параметров генерируемого сигнала, т. к. в ней отсутствуют аналоговые фильтры, а управление статистическими характеристиками последовательности осуществляется лишь изменением нелинейности и/или количеством элементов задержки  $n$  на  $\tau_3$ .

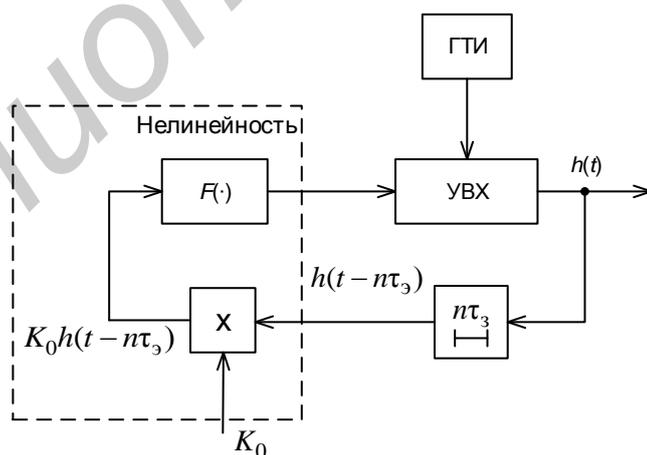


Рис. 3.3. Структурная схема формирования дискретной во времени нелинейной последовательности

Сигнал задается уравнением  $h_k = K_0 \cdot F(h_{k-n})$ , где  $k$  – номер такта. Фрагмент реализации сигнала для нелинейности вида  $F(h_{k-1}) = \sin[2\pi h_{k-1}]$  приведен на

рис. 3.4. Гистограмма распределения мгновенных значений хаос-сигнала – на рис. 3.5, а отображение – на рис. 3.6.

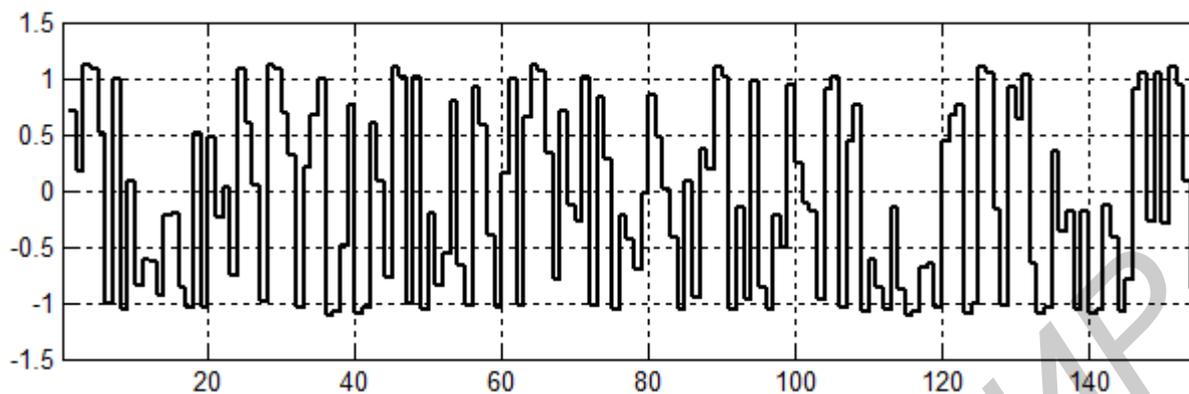


Рис. 3.4. Фрагмент реализации дискретного во времени хаос-процесса

Характеристики сигнала в значительной степени определяются видом нелинейности  $F(\cdot)$  в петле (см. рис. 3.2).

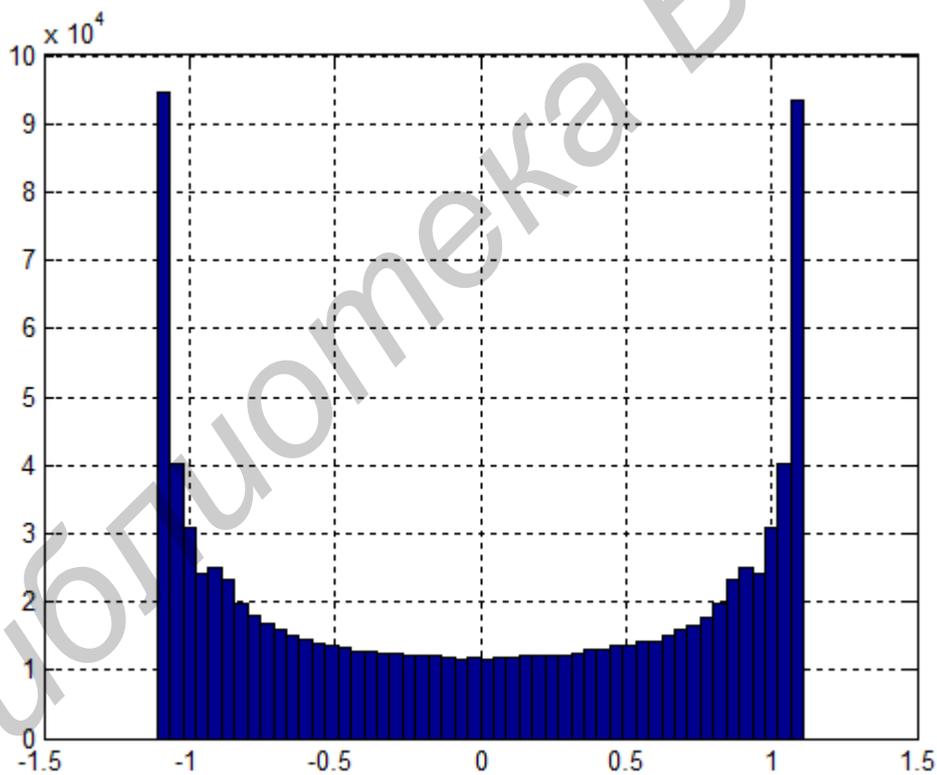


Рис. 3.5. Гистограмма реализации дискретного во времени хаос-процесса длительностью  $10^5$  отсчетов

Наиболее удобными с точки зрения практической реализации нелинейными элементами являются элементы с амплитудными характеристиками, опи-

сываемыми гладкими либо кусочно-линейными периодическими функциями вида

$$h_k = \sin(2\pi N h_{k-1}), \quad (3.2)$$

$$h_k = (2/\pi) \cdot \arcsin[\sin(2\pi N h_{k-1})], \quad (3.3)$$

$$h_k = (2/\pi) \cdot \arctg[\tg(\pi N h_{k-1})], \quad (3.4)$$

где  $2N$  – количество периодов нелинейной формирующей функции, укладываемых в области допустимых значений (ОДЗ) выходного сигнала. Для формирования процессов со сложной фазовой траекторией и малой корреляцией между отсчетами необходимо, чтобы в пределах ОДЗ сигнала укладывалось не менее двух периодов функции  $F(\cdot)$ , т. е.  $N \geq 1$ .

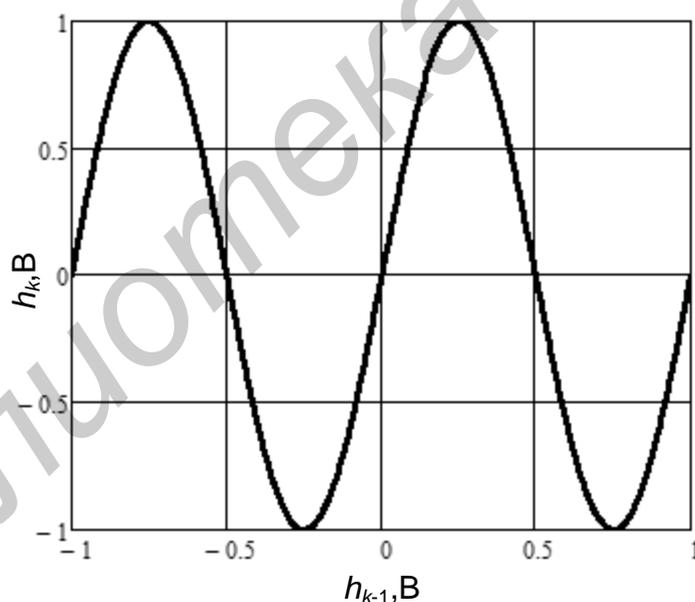


Рис. 3.6. Отображение последовательности с формирующей нелинейностью  $F(h_{k-1}) = \sin(2\pi N h_{k-1})$

На рис. 3.7, 3.8, 3.9 приведены соответственно фрагмент реализации, гистограмма и отображение для схемы с нелинейностью (3.3), а на рис. 3.10, 3.11, 3.12 аналогичные графики для функции вида (3.4). Отображения на рис. 3.6, 3.9, 3.11 имеют четко выраженную форму, что можно использовать при реали-

зации одной из возможных схем декодирования информационного сообщения на их основе.

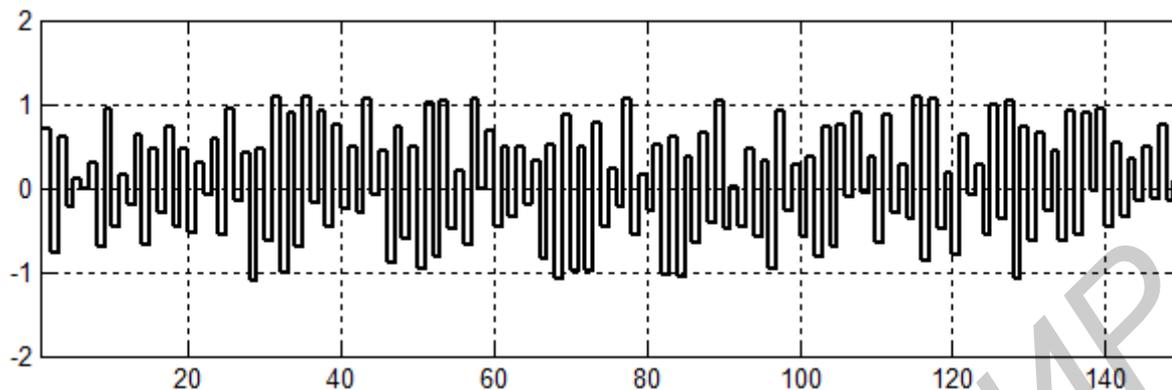


Рис. 3.7. Фрагмент реализации дискретного во времени хаос-процесса

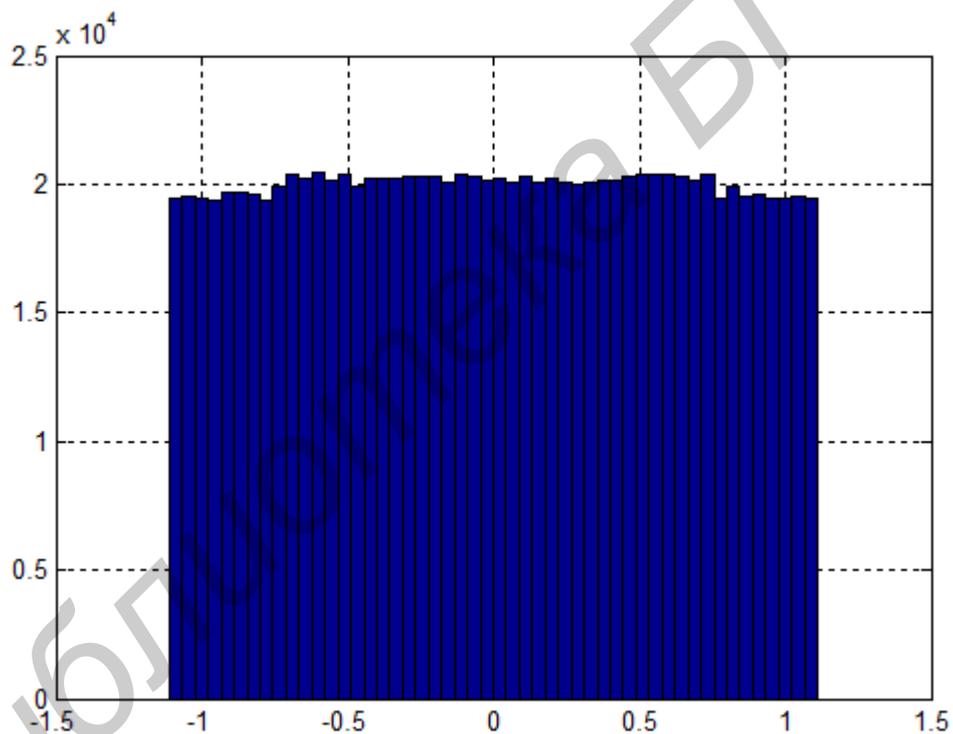


Рис. 3.8. Гистограмма реализации дискретного во времени хаос-процесса длительностью  $10^5$  отсчетов

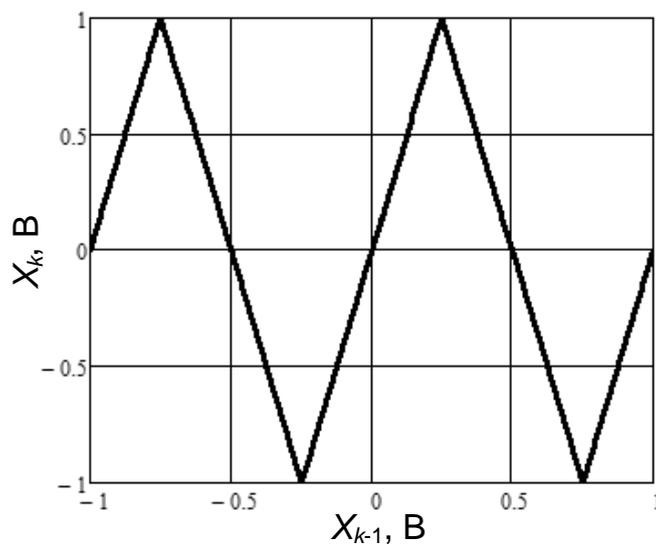


Рис. 3.9. Отображение последовательности с формирующей нелинейностью  $F(h_{k-1})=(2/\pi)\cdot\arcsin(\sin(2\pi Nh_{k-1}))$

Сигналы, сформированные согласно алгоритмам (3.3) и (3.4), имеют равномерную плотность распределения вероятности (ПРВ), что плодотворно влияет на защищенность системы от несанкционированного доступа.

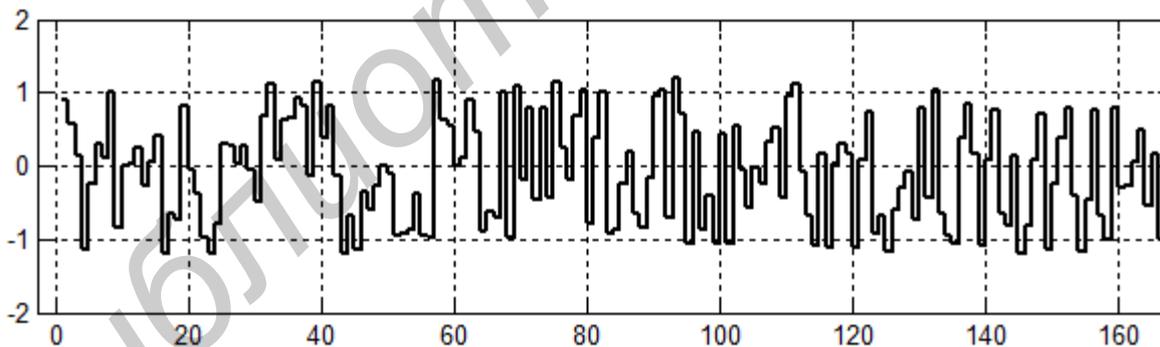


Рис. 3.10. Фрагмент реализации дискретного во времени хаос-процесса

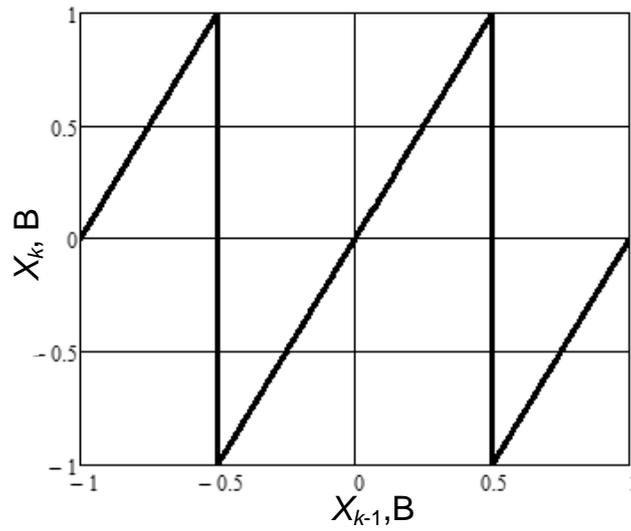


Рис. 3.11. Отображение последовательности с формирующей нелинейностью  
 $F(h_{k-1}) = (2/\pi) \cdot \arctg(\operatorname{tg}(\pi N h_{k-1}))$

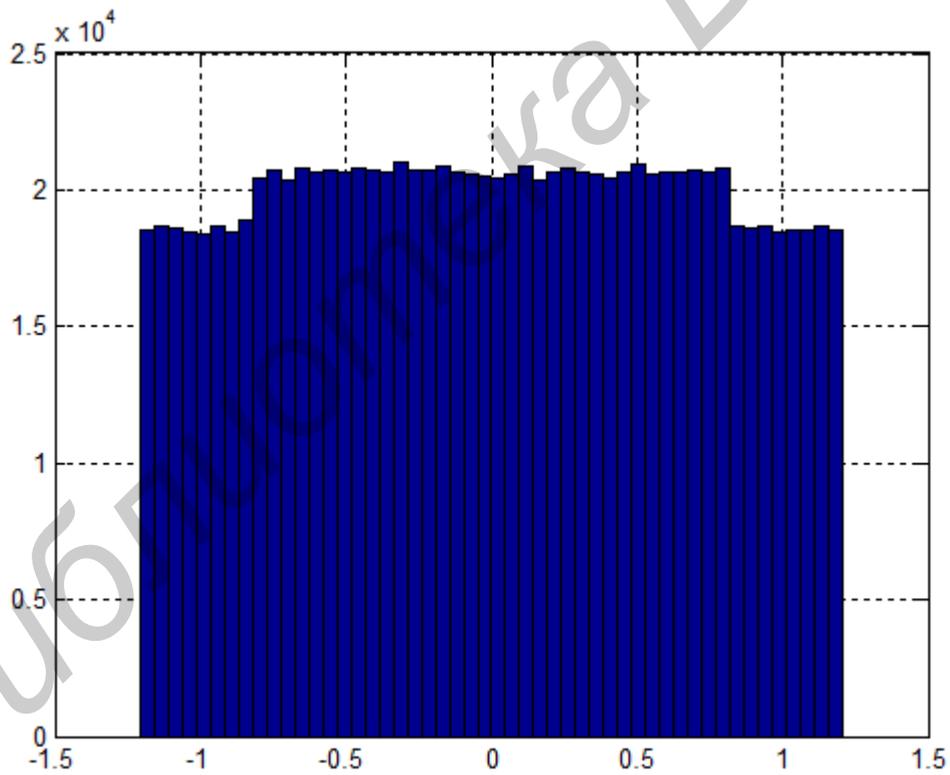


Рис. 3.12. Гистограмма реализации дискретного во времени хаос-процесса длительностью  $10^5$  отсчетов

Третий тип нелинейной динамической схемы есть цифровой вычислитель функции  $F(\cdot)$  с соответствующим количеством регистров для хранения задержанных отсчетов (рис. 3.13).

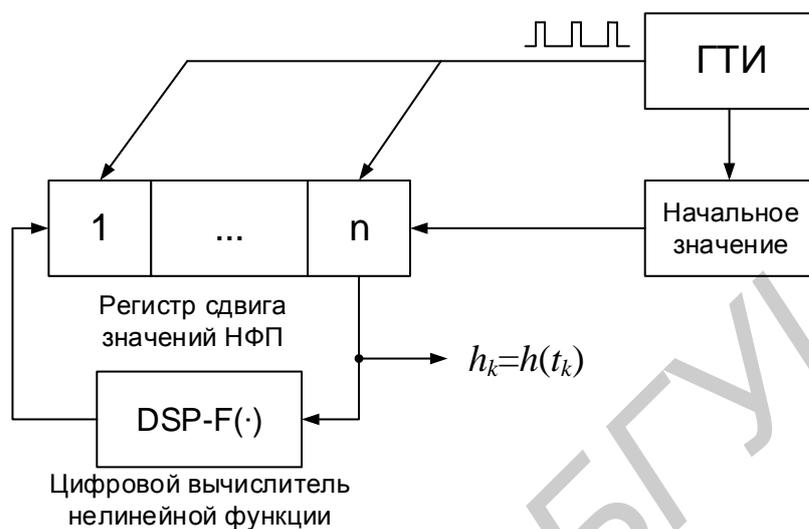


Рис. 3.13. Структурная схема формирования нелинейной ПСП

Сформированный таким способом сигнал назвать хаосом нельзя, т. к. любой цифровой вычислитель оперирует дискретными величинами и, таким образом, последовательность будет через определенное время повторяться. Величина периода зависит от точности представления чисел в вычислителе. Такого рода сигнал можно отнести к классу нелинейно формируемых последовательностей (НФП), аналогичных бинарным псевдослучайным последовательностям, наблюдаемым в схемах на регистрах сдвига с обратными связями.

При практической реализации хаос-генератора можно предложить путь, аналогичный формированию в персональном компьютере при моделировании, т. е. применять алгоритмы, использующие дискретное время и квантованные по уровню величины. Источники НФП могут быть построены на дискретных логических элементах или ПЛИС, микропроцессорной элементной базе.

### 3.2.4. Формирование информационного сообщения

Упрощенная структурная схема формирователя информационного сигнала изображена на рис. 3.14. Здесь  $\theta = \pm 1$  – информация в виде бинарной последовательности.

довательности;  $h_k$  – отсчеты хаос-процесса, формируемые с помощью генератора тактовых импульсов (ГТИ);  $n(t)$  – помеха;  $r(t)$  – смесь, поступающая на вход приемника.

ГТИ выдает последовательность тактовых импульсов частотой  $f_T$ , определяющей длительность элементарного импульса хаос-процесса  $T_{\Theta} = 1/f_T$ . Длительность информационного символа равна  $T$ . Для повышения помехоустойчивости и соответственно уменьшения вероятности ошибки при приеме в реальных каналах связи необходимо, чтобы в течение времени  $T$  укладывалось в  $B$  импульсов хаос-процесса, где  $B$  – целое число большее единицы. На рис. 3.15 и 3.16 приведены соответственно бинарный информационный сигнал при  $T = 16$  с и вид нелинейных функций, кодирующих бинарное сообщение.

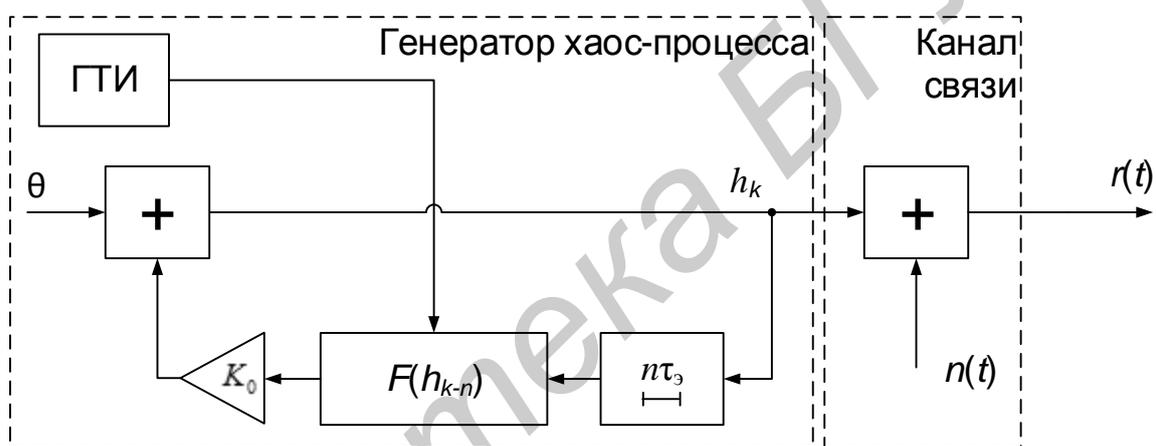


Рис. 3.14. Структурная схема формирователя информационного сигнала

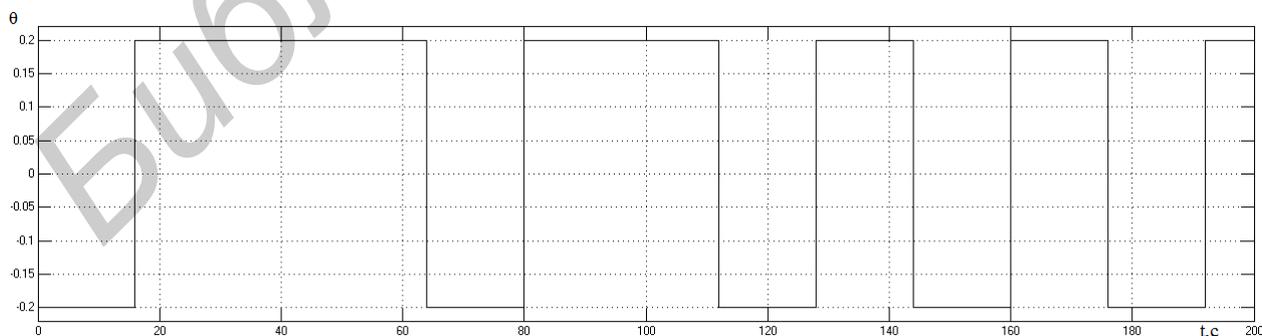


Рис. 3.15. Бинарный информационный сигнал

В схеме на рис. 3.14 осуществляется нелинейное подмешивание информационной последовательности  $\theta$  в соответствии с уравнением

$$h_k = K_0[F(h_{k-n} + \theta_k)]. \quad (3.5)$$

Особенность предлагаемой системы – это возможность построения генератора хаос-процесса как в виде аналоговой, так и в виде цифровой схемы. Это не характерно для предлагавшихся ранее алгоритмов и обусловлено особенностями обработки сигнала на приемной стороне, о чем будет сказано ниже. Схема формирователя работает следующим образом. Бинарный информационный поток воздействует на один или несколько параметров нелинейности элемента, включенного в цепь обратной связи формирователя хаос-процесса. С приходом очередного тактового импульса из задержанного  $h_{k-n}$  отсчета формируется следующий  $h_{k+1}$ .

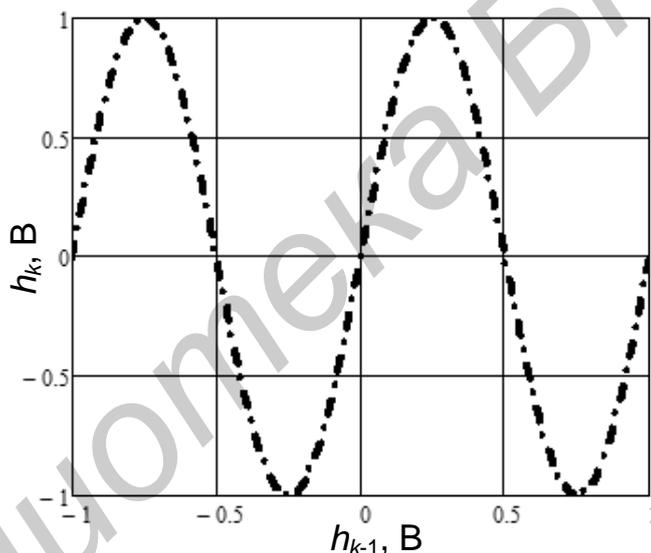


Рис. 3.16. Вид нелинейных функций, кодирующих бинарное сообщение

В качестве аргумента  $F(\cdot)$  взято значение  $h_{k-1}$ . Если  $\theta = \pm 0.2$ , то допустимо использовать два различных ГХП с коммутацией выходных сигналов согласно подаваемой информации. Такая схема обладает гибкостью в выборе типа используемых хаос-процессов, однако изображенная схема кроме более простой реализации имеет еще одно достоинство: выходной сигнал имеет высокую структурную скрытность. Последнее обусловлено тем, что при формировании иного хаотического сигнала используется последнее значение с выхода ГХП

для предыдущего информационного символа. Так как смена информационных символов происходит в неизвестные для наблюдателя моменты времени, то очевидно, что формируемый цифровой поток «закрит» идеально. Таким образом, в случае бинарного информационного сигнала ГХП выдает попеременно два различных дискретных процесса с континуумом значений.

### 3.2.5. Прием и обработка хаос-сигналов

Структурная схема устройства приема и обработки хаос-сигналов приведена на рис. 3.17.

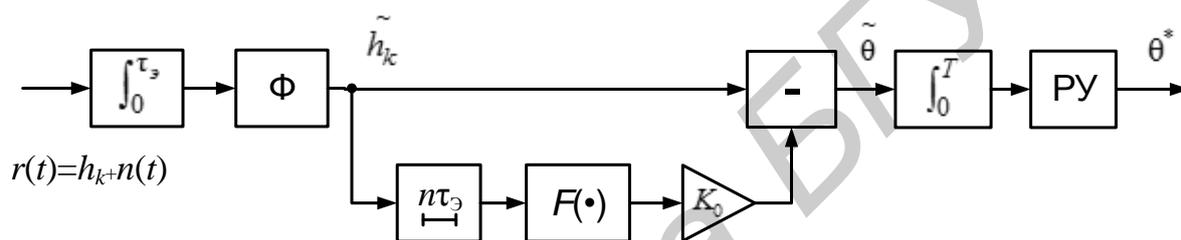


Рис. 3.17. Структурная схема приема и обработки хаос-сигналов

Здесь  $\Phi$  – формирователь, РУ – решающее устройство,  $\tau_{\text{э}}$  – длительность элементарного импульса хаос-процесса,  $T$  – длительность информационного символа,  $K_0$  – коэффициент усиления.

Сигнал смешивается с белым гауссовским шумом и поступает на вход приемной части. Мощность шума (noise power) равна 0.05. Отношение сигнал – шум в данном случае равно 14 дБ. Хаотический процесс сформирован нелинейностью следующего вида:  $F(h_k) = \sin(2\pi h_{k-1})$ .

Принцип работы устройства обработки показан на рис. 3.18 и 3.19. На них приведены пять осциллограмм в основных точках схемы. Сверху вниз: 1-я – информационные данные; 2-я – смесь информационного сигнала и помех  $r(t)$ ; 3-я – сигнал на выходе первого интегратора, оценивающего напряжение элементарного символа хаос-сигнала; 4-я – сигнал на выходе формирователя; 5-я – сигнал на выходе вычитателя; 6-я – оценка информационного сигнала.

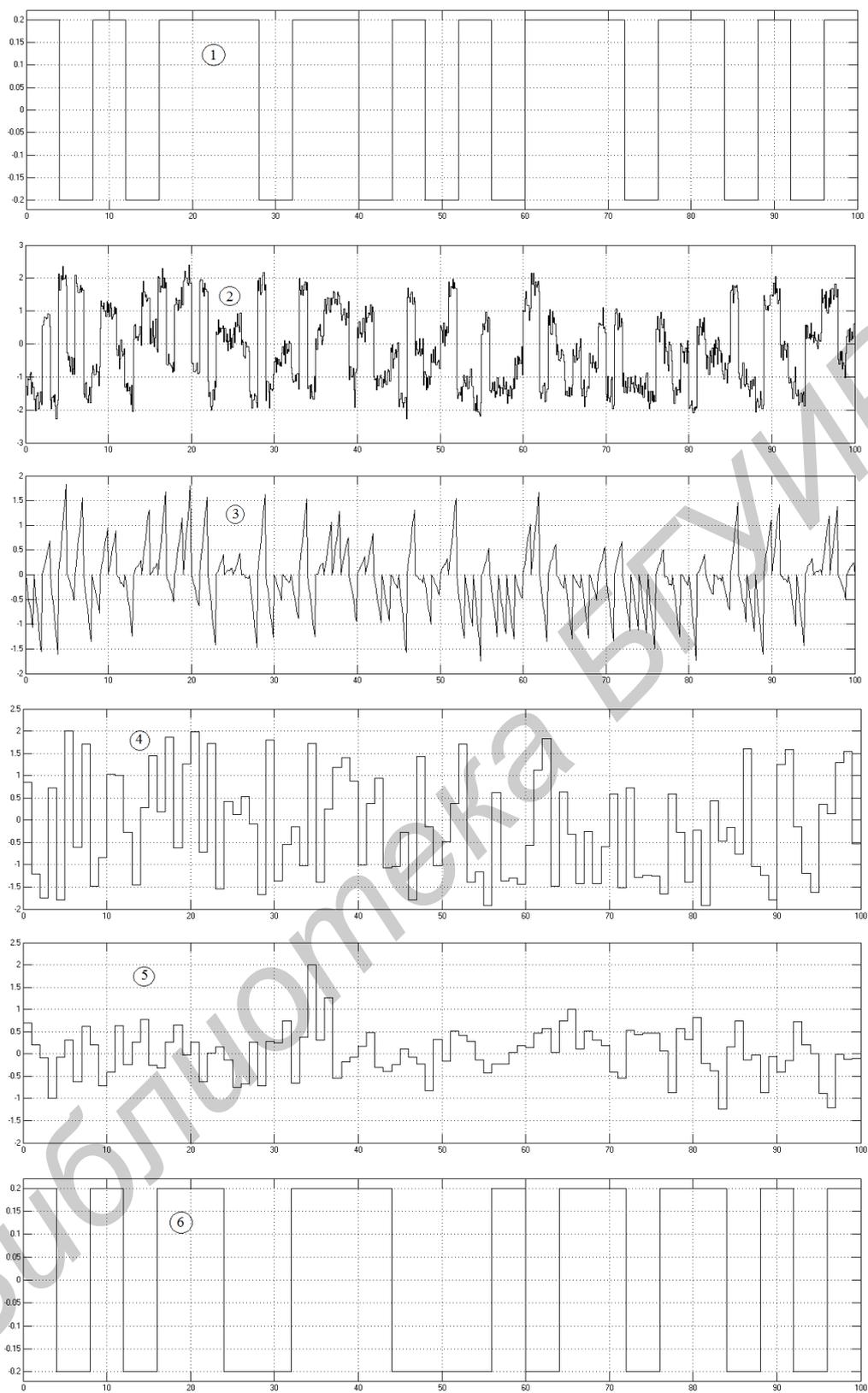


Рис. 3.18. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы устройства обработки хаотических сигналов при  $B = 4$

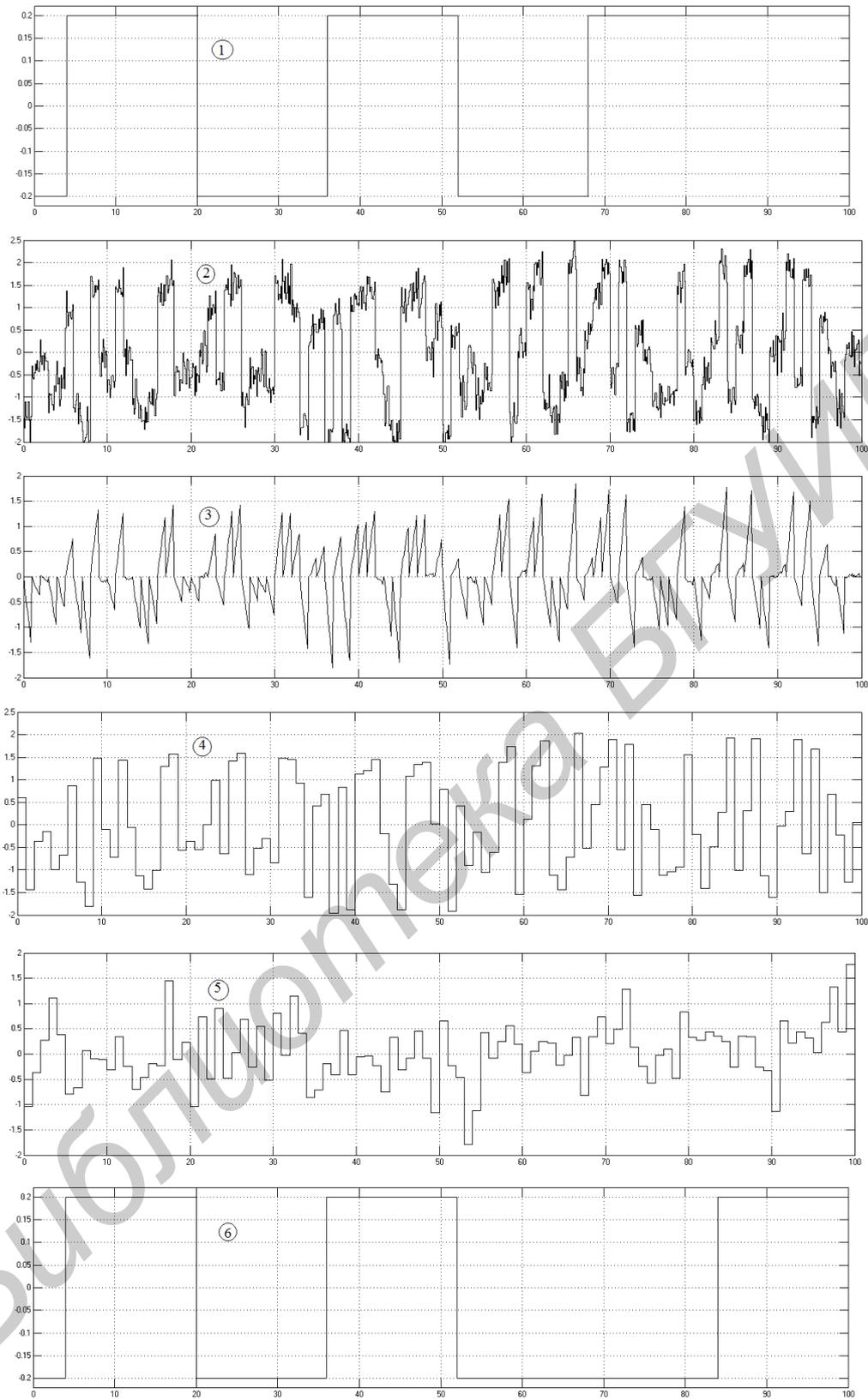


Рис. 3.19. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы устройства обработки хаотических сигналов при  $B = 16$

### 3.3. Порядок выполнения работы

Перед началом выполнения изучить разд. 3.2 «Краткие теоретические сведения» настоящего пособия.

1. Построить и промоделировать схему генератора хаотических сигналов, используя в качестве нелинейной формирующей функции  $F(h_k) = k_0 F(\alpha h_{k-1})$  согласно варианту в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Вариант	Функция	$k_0$	$\alpha$	$B$
1	sin	10/9	$8.5 \cdot \pi$	3
2	cos	$\sqrt[3]{4}$	$5.0 \cdot \pi$	4
3	sin	$3\sqrt{2}$	$3.7 \cdot \pi$	3
4	sin	$5/\sqrt{3}$	$7 \cdot \log_2(3)$	5
5	cos	$\pi$	$4 \cdot \log_2(5.125)$	3
6	sin	3.5	$3\sqrt{2} \cdot \pi$	4

2. Построить схему приема хаотических сигналов и выполнить моделирование (рис. 3.20).

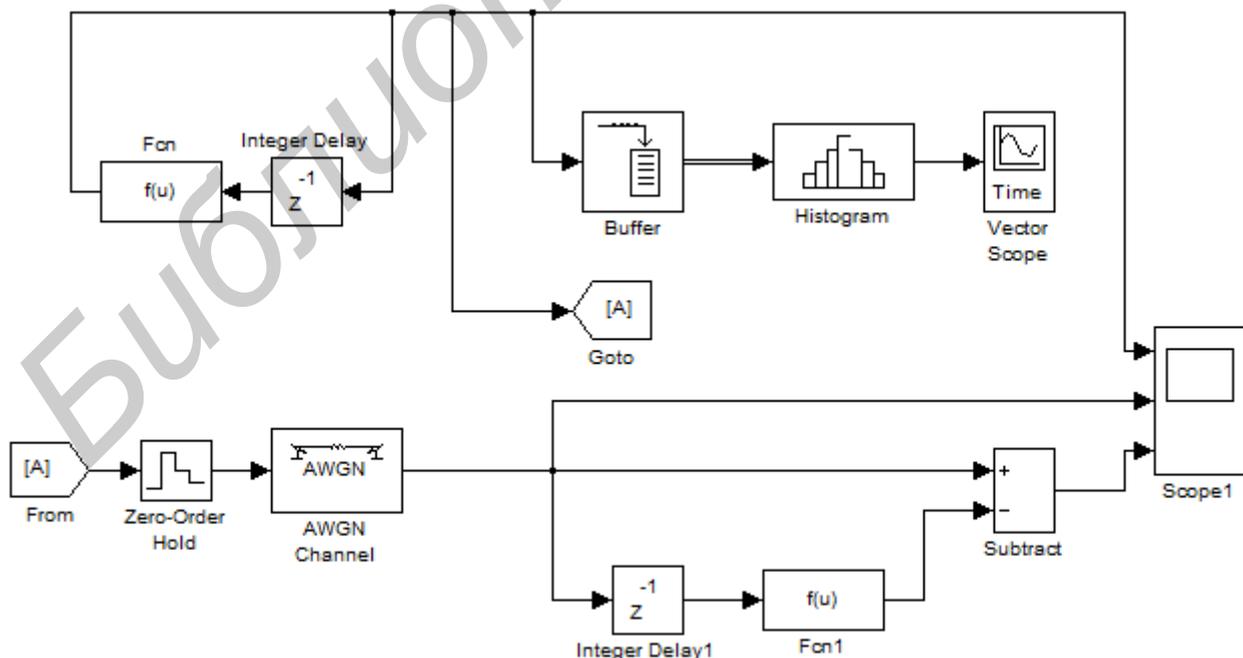


Рис. 3.20. Схема формирования и обработки хаотических сигналов

- 2.1. Построить гистограмму распределения хаотического сигнала.
- 2.2. Снять временную диаграмму на выходе разностного устройства (синхронный отклик).
- 2.3. Изменить параметры формирующей функции на приемной стороне и построить синхронный отклик.

3. Повторить пп. 2.1, 2.2 для функции  $\text{mod}_1$ :

$$f(h_k) = k_0 \cdot \text{mod}(h_{k-1}, 1).$$

4. Построить автокорреляционную функцию сигналов, полученных в пп. 1 и 3.

5. Выполнить моделирование формирователя хаотического сигнала с нелинейным подмешиванием информационного сообщения (рис. 3.21 и 3.22) для двух случаев:  $B = 1$ ,  $B > 1$  (см. табл. 3.1). Оценить влияние флуктуационной помехи на качество восстановления информационного сообщения.

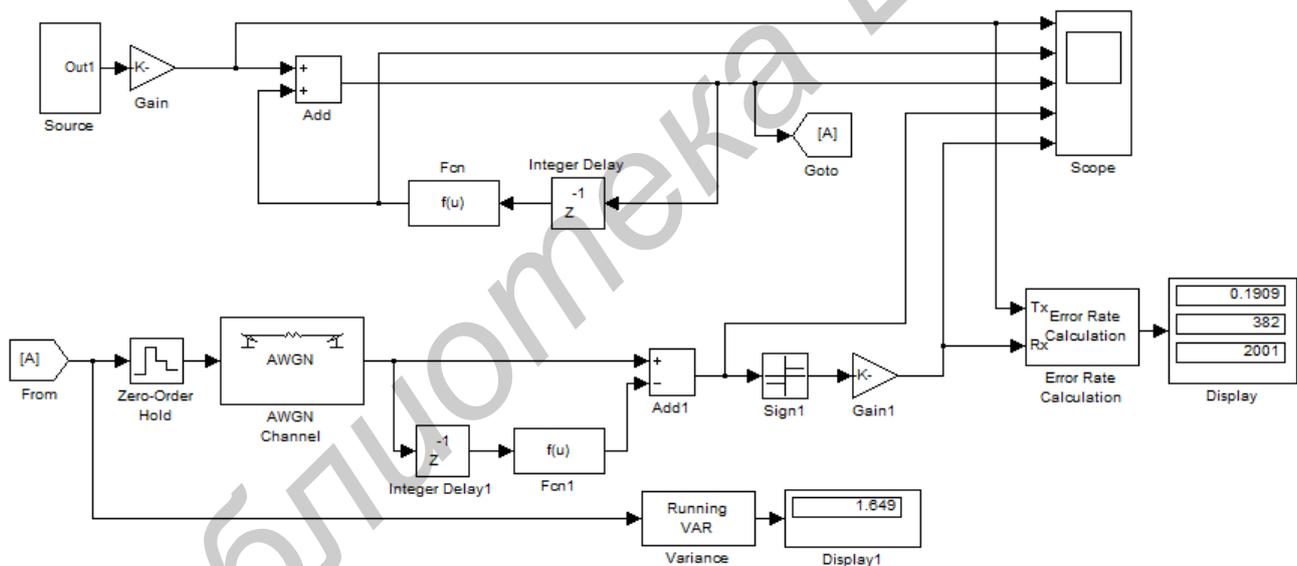


Рис. 3.21. Схема формирования и обработки хаотических сигналов с нелинейным подмешиванием информационного сообщения ( $B = 1$ )

6. Выполнить моделирование устройств формирования и обработки составных хаос-сигналов (рис. 3.23), используя ансамбль восьми функций Уолша. Оценить влияние флуктуационной и импульсной помех на качество восстановления информационного сообщения.

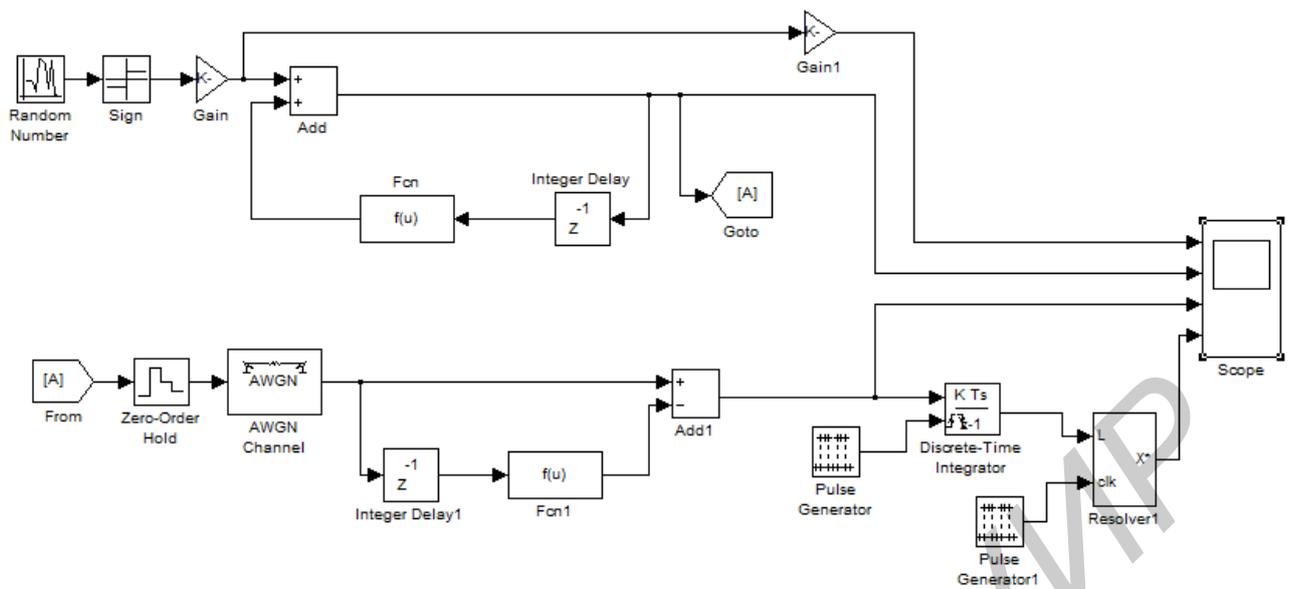


Рис. 3.22. Схема формирования и обработки хаотических сигналов с нелинейным подмешиванием информационного сообщения ( $B > 1$ )

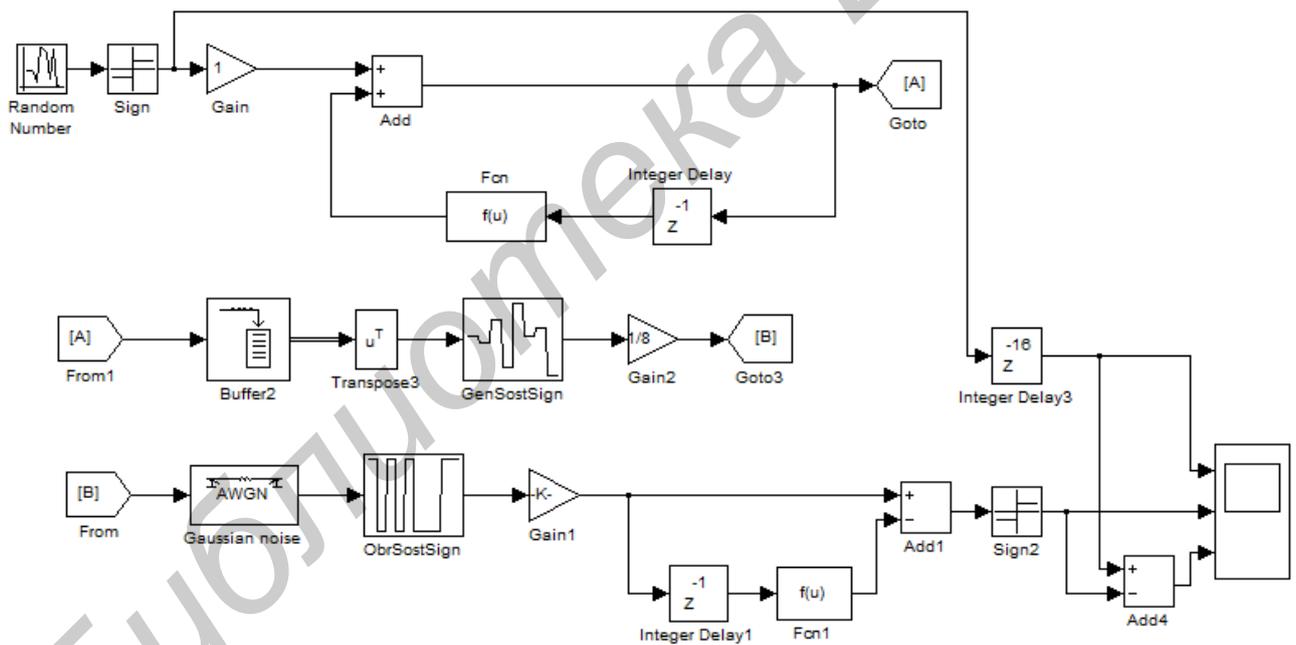


Рис. 3.23. Схема формирования и обработки составных хаотических сигналов

### 3.4. Контрольные вопросы

1. Перечислите свойства хаотических сигналов как носителей информации.

2. Постройте реализацию первых пяти отсчетов хаотической последовательности  $h_k(t)$  и отображение  $h_k(h_{k-1})$  для функции  $f(h_{k-1}) = 2 \cdot \cos(2\pi \cdot h_k)$ .
3. Приведите структурную схему формирователя дискретных хаотических сигналов и поясните принцип работы.
4. Приведите структурную схему формирования хаотического сигнала с нелинейным подмешиванием информации и поясните принцип работы.
5. Приведите пример реализации хаотического сигнала с нелинейным подмешиванием информации при  $B = 1$  и  $B > 1$ . Понятие синхронного отклика.
6. Приведите схему устройства формирования составного хаотического сигнала с использованием ортогональных функций Уолша.

## **Лабораторная работа №4**

### **Формирование и обработка сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты**

#### **4.1. Цель работы**

1. Изучение алгоритмов формирования и обработки радиосигналов с расширением спектра псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ).
2. Получение навыков компьютерного моделирования систем передачи информации (СПИ) с применением сигналов на основе расширения спектра методом ППРЧ в среде Simulink пакета Matlab.

#### **4.2. Краткие теоретические сведения**

Расширение спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) обеспечивается путем скачкообразного изменения несущей частоты в выделенном для работы СПИ диапазоне  $W_s$ . Под скачкообразным изменением частоты понимается периодическая перестройка одной 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 приемной стороне СПИ обеспечить частотную и временную синхронизацию сигналов. Для постановщика помех закон перестройки несущей частоты в СПИ с ППРЧ неизвестен, 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 диапазоне. Каналы могут быть или смежными (соприкасающимися), или разнесенными друг от друга неиспользованными 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  $T_s$  выделяют 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,  $n > 2$ , передаются на одной частоте, при этом  $T_h = nT_s$ . При посимвольной ППРЧ передача каждого символа ведется на своей рабочей частоте, длительность скачка частоты  $T_h$  равна длительности символа  $T_s$ . В случае внутрисимвольной ППРЧ расширение спектра достигается за счет 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 рис. 4.1 изображена огибающая и временные

интервалы отдельных составляющих частотного элемента при межсимвольной ППРЧ. Здесь:  $T_{de}$  – интервал времени, в течение которого частотный синтезатор не выдает напряжения («мертвое» 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.

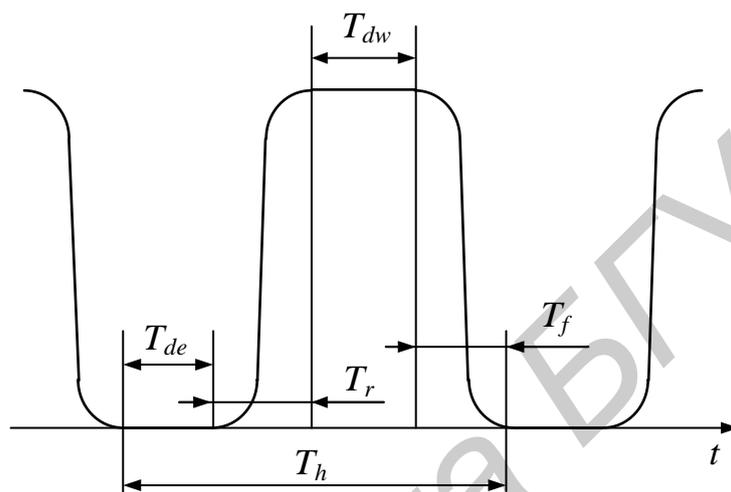


Рис. 4.1. Временная диаграмма скачков по частоте

С учетом 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  $R_d$  – требуемая скорость передачи данных, то число символов, которое должно быть передано за длительность частотного элемента  $T_h$ , будет равно  $R_d T_h$ . Активный интервал времени  $T_{dw}$  может быть представлен в виде

$$T_{dw} = R_d T_h T_s,$$

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

Использував приведенные выражения для  $T_{dw}$  и  $T_{sw}$ , получим

$$T_h \cdot (1 - R_d T_s) = T_r + T_f + T_{de}. \quad (4.1)$$

Из (4.1) следует: 1) скорость передачи символов  $R_s \leq 1/T_s$ , 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 учетом составляющих частотного элемента сигнала скорость перестройки частоты  $R_h$  при межсимвольной ППРЧ связана со скоростью передачи данных  $R_d$  и скоростью передачи символов  $R_s$  неравенством

$$R_h \leq \frac{R_s - R_d}{2a + R_s T_{de}}. \quad (4.2)$$

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

$$R_h = R_s - R_d. \quad (4.3)$$

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 перестройки 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 рис. 4.2, *a – г* изображены фрагменты частотно-временной матрицы (ЧВМ) сигналов: с межбитовой ППРЧ и двоичной ЧМ (рис. 4.2, *a*); с побитовой ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ, при которой каналы символов «1» и «0» соприкасаются на частотной оси (смежные каналы) (рис. 4.2, *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  $W_s$  (рис. 4.2, *в*); с внутрибитовой ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ (рис. 4.2, *г*).

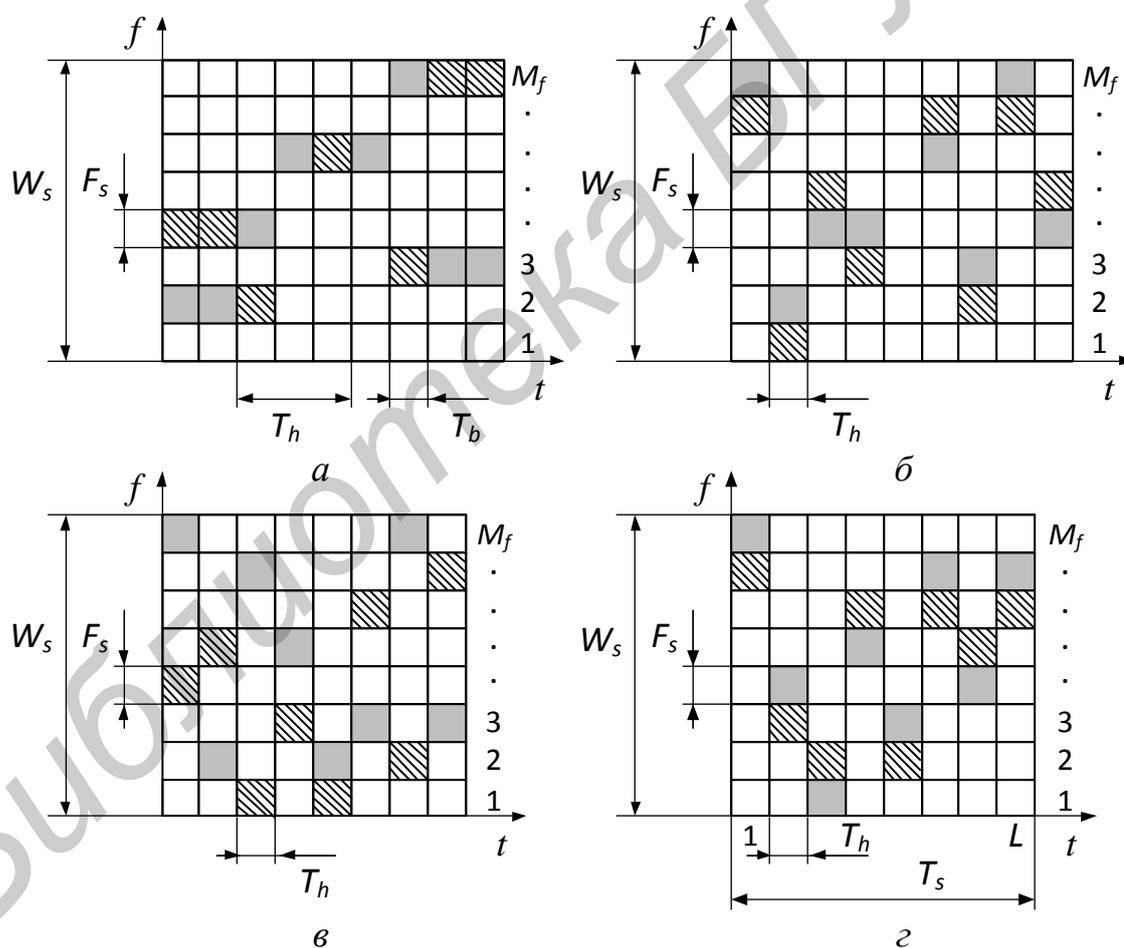


Рис. 4.2. Фрагменты частотно-временной матрицы

Квадратом со сплошной заливкой обозначен основной канал (канал передачи), по которому в соответствующие отрезки времени передаются элементы сообщения, а квадратом с наклонными линиями – дополнительный канал, в ко-

тором 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 приеме 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. Восстановление исходного порядка символов на приемной стороне требуется операция 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.

#### 4.2.1. Типовые структурные схемы систем радиосвязи с ППРЧ

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

Основные элементы структурных схем передатчика и приемника СПИ с ППРЧ при цифровой одноканальной модуляции изображены на рис. 4.3, а, б.

На рис. 4.4 приведен фрагмент ЧВМ сигнала одноканальной СПИ с ППРЧ, где квадратами с наклонной штриховкой обозначены частотные каналы, занятые элементами сигнала.

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 ЧМ без разрыва фазы, при которой сигнал

изменяет несущую частоту от одного скачка к другому, сохраняя в то же время непрерывность фазы.

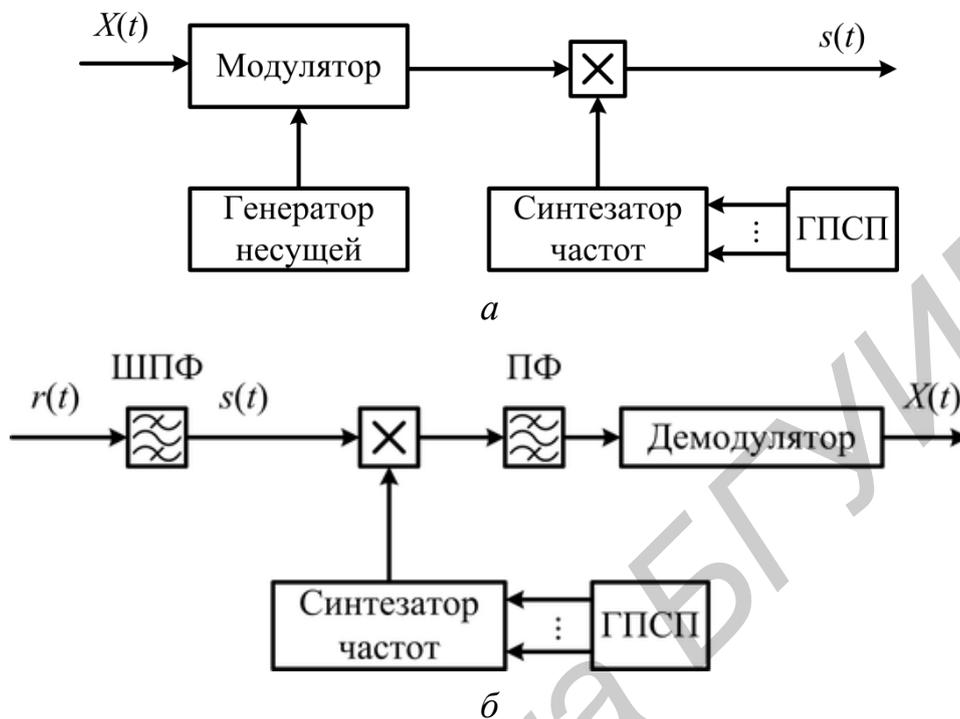


Рис. 4.3. СПИ с ППРЧ при цифровой одноканальной модуляции

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.

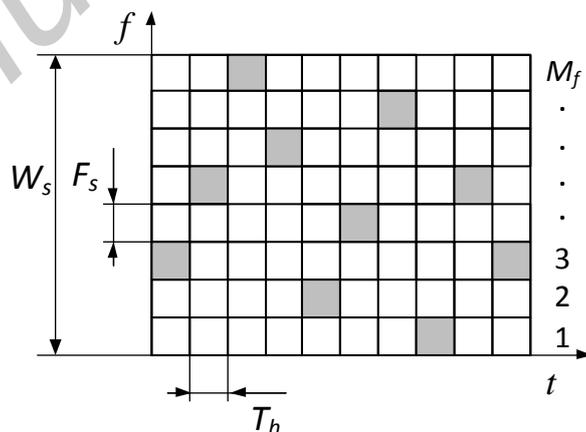


Рис. 4.4. Фрагмент ЧВМ сигнала одноканальной СПИ с ППРЧ

Структурная схема приемного устройства СРС с ППРЧ и ЧМ без разрыва фазы сигнала изображена на рис. 4.5.

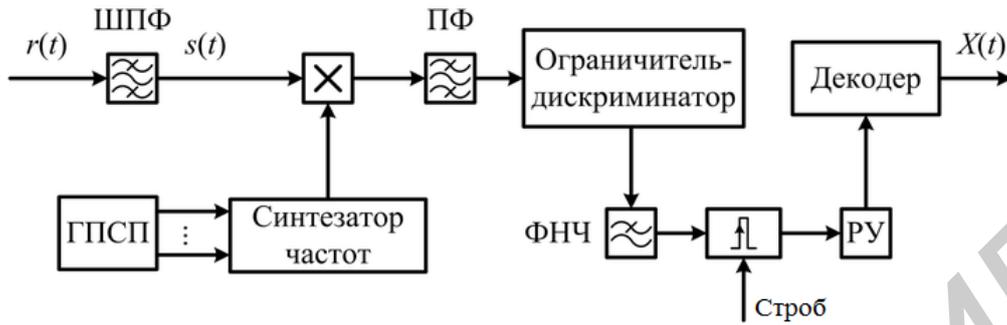
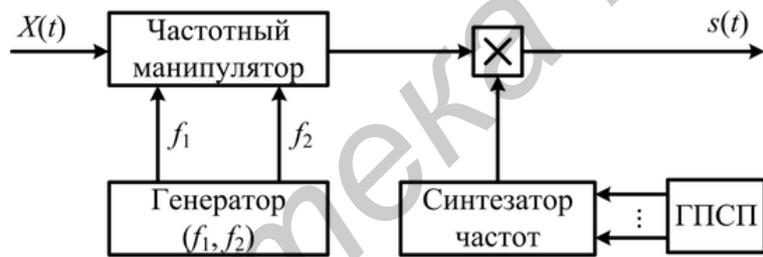
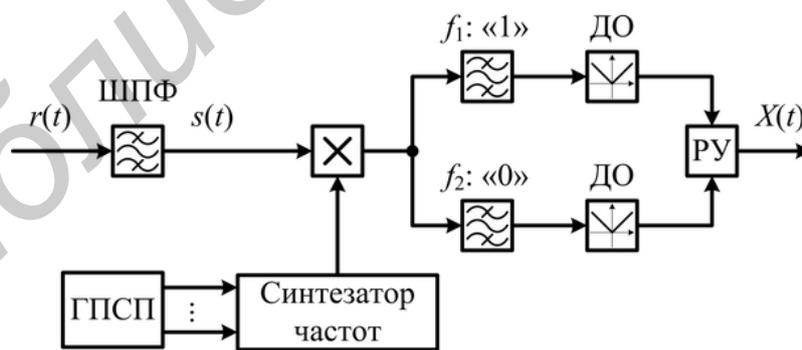


Рис. 4.5. Приемное устройство СРС с ППРЧ и ЧМ без разрыва фазы сигнала

На рис. 4.6, а, б изображены типовые структурные схемы передатчика и приемника СПИ с ППРЧ, двоичной ЧМ и смежными по частоте каналами.



а



б

Рис. 4.6. Типовые структурные схемы передатчика (а) и приемника (б) СПИ с ППРЧ

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 приемном устройстве за счет 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

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \cos[(\omega_j + \Omega_j)t - \varphi_j], \quad 0 \leq t \leq T_b, \quad (4.4)$$

где  $\Omega_j$  – частота модуляции;  $\varphi_j$  – начальная фаза  $j$ -го скачка частоты,  $\varphi_j \in [0; 2\pi]$ ;

$j = 1, 2$ ;  $\omega_j = \overline{\omega_1, \omega_M}$ .

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

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{2P_s} \cos[\Omega_1 t - \varphi_1] & \text{для символа 1;} \\ \sqrt{2P_s} \cos[\Omega_2 t - \varphi_2] & \text{для символа 0,} \end{cases} \quad (4.5)$$

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

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 приема разнесены между собой случайным для постановщика помех образом, возможна с помощью приемного устройства, структурная схема которого изображена на рис. 4.7.

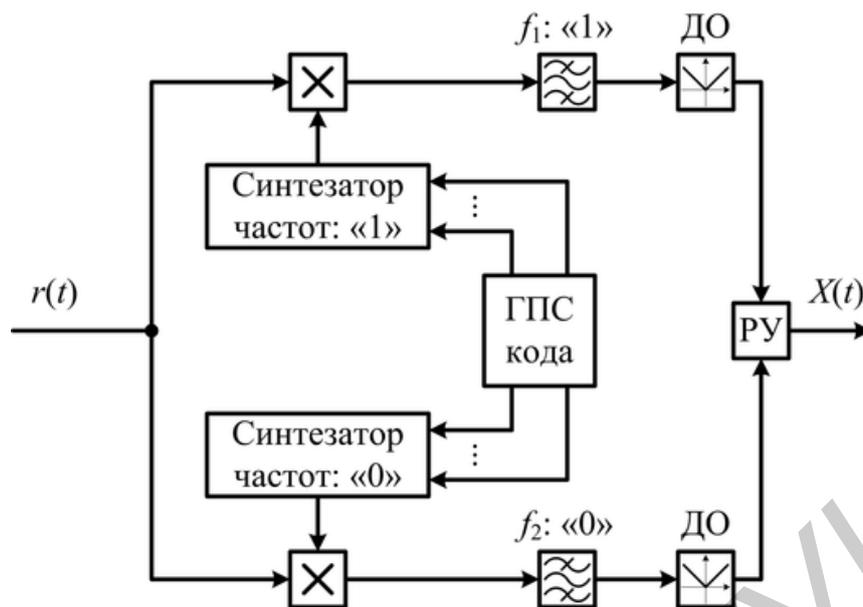


Рис. 4.7. Реализация приемного устройства со случайной двоичной ЧМ

Схема приемника включает два канала обработки, каждый из которых осуществляет обработку своего информационного символа. Наличие двух независимых 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 рис. 4.8, 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.

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

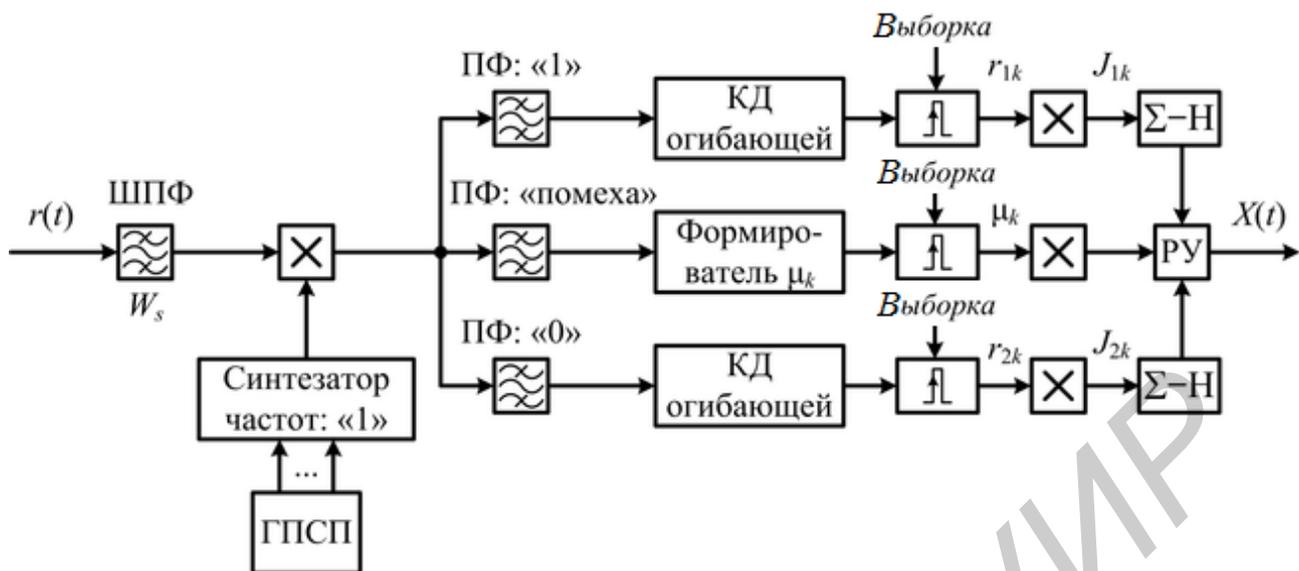


Рис. 4.8. Схема приемника сигналов с внутривитовой ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ

В данной схеме нормирование выборок  $r_{1k}$ ,  $r_{2k}$  осуществляется помощью весовых множителей  $\mu_k = 1/\sigma_k^2$  ( $\sigma_k^2$  – 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 приемника, при котором нормированная выборка  $r_{mk}$  на входе сумматора имеет вид*

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

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

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

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

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

Фактически сумма  $S_r$  в  $M$  раз больше возможного значения  $\sigma_{mk}^2$  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 счет деления на максимальное значение  $(r_{mk})_{\max}$  по всем каналам приемника, 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  $\sigma_{mk}^2$  в одном из каналов приемника; 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 счет 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 жестких 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 рис. 4.9, где СВМ – схема выбора максимума.

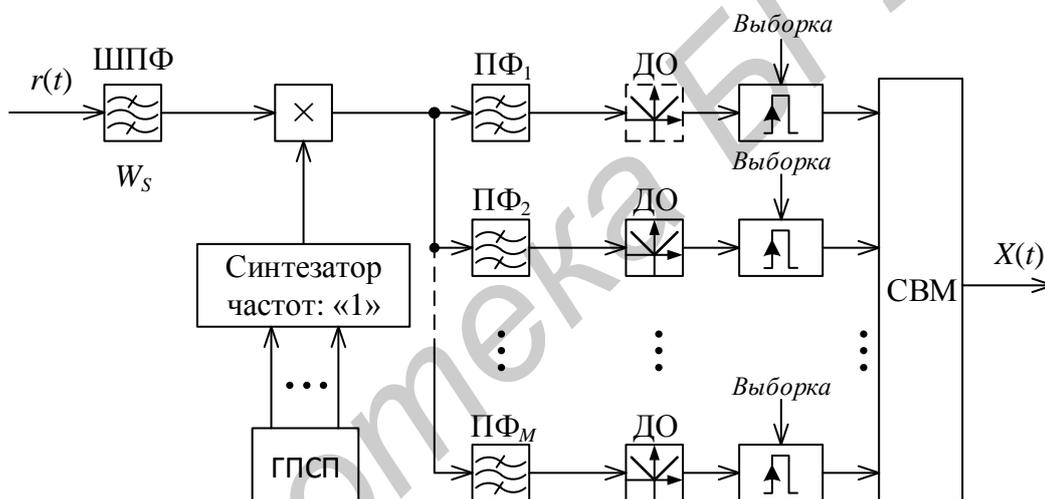


Рис. 4.9. Схема приемника сигнала с  $M$ -ичной ЧМ

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 отведенного 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 приема. 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.

На рис. 4.10 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.

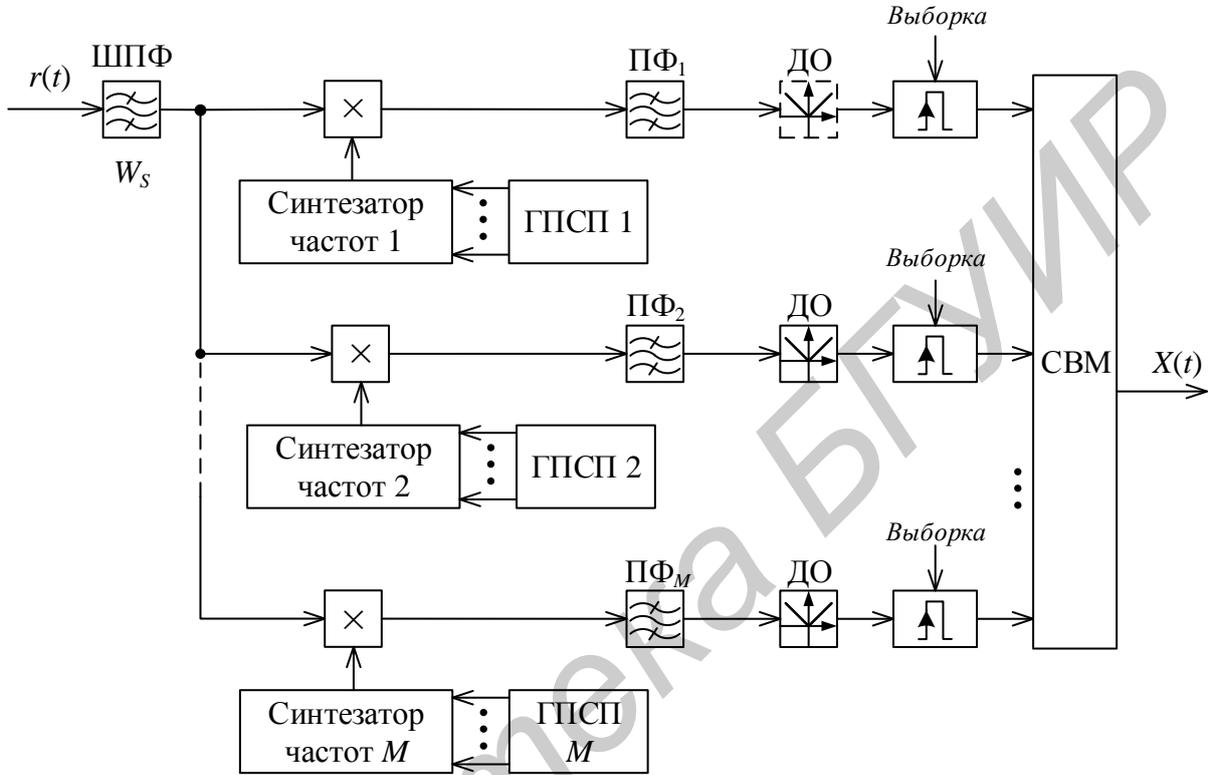


Рис. 4.10. Схема приемника сигнала со случайной  $M$ -ичной ЧМ

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 обра-

ботки 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

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \sin \left[ 2\pi (f_0 + a_i \Delta f) t + \varphi_i \right], \quad (4.6)$$

где  $f_0$  – несмещенная минимальная несущая частота;  $\Delta f$  – 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 (4.6) можно записать

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \sin \left[ 2\pi \left( f_0 + \frac{n_i + 0.5}{T_h} \right) t + \varphi_i \right]; \quad (4.7)$$

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

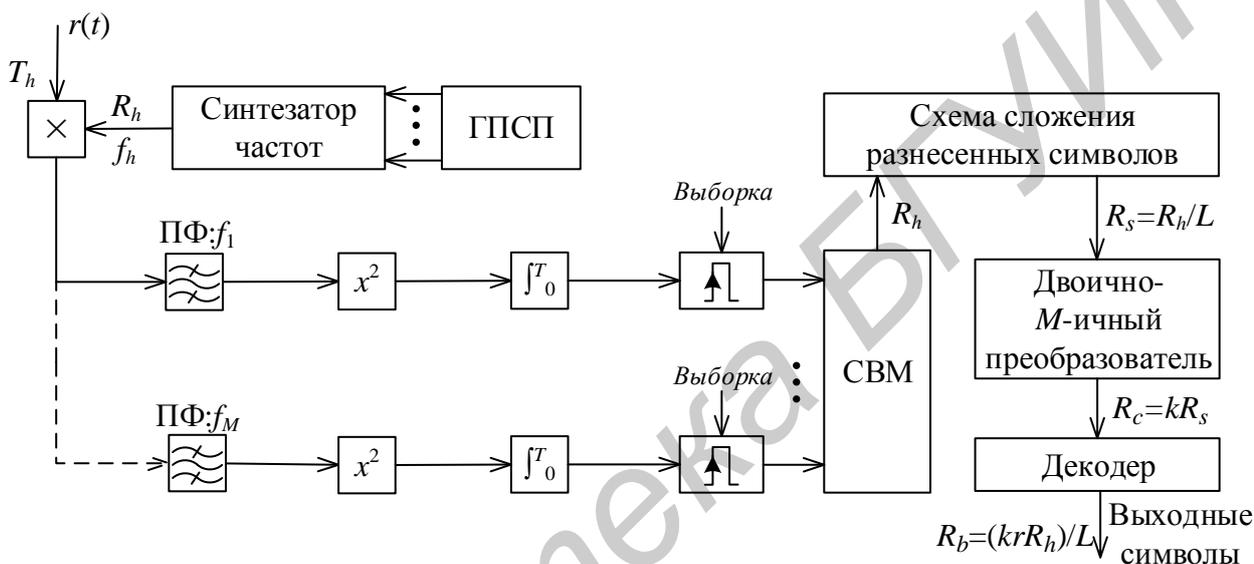
Для повышения помехоустойчивости СПИ с ППРЧ могут применяться  $M$ -ичная ЧМ, кодирование и разнесение символов по частоте. На рис. 4.11, а, б представлены обобщенные структурные схемы передающего и приемного устройства СПИ с ППРЧ,  $M$ -ичной ЧМ, кодированием данных и сложением разнесенных символов.

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 путем генерирования одного из  $M$  возможных тональных сигналов со скоростью передачи знаков  $R_s$ . Эта частота смешивается затем со скачкообразно изменяемой несущей частотой, перестраиваемой со скоростью  $R_h$ .



а



б

Рис. 4.11. Структурные схемы передающего (а) и приемного (б) устройства СПИ с ППРЧ,  $M$ -ичной ЧМ и кодированием данных

На приемной 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 разнесенных 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 счет скачкообразного изменения рабочей частоты. На основе (4.7) собственная форма переданных сигналов ППРЧ – ПСП может быть записана в виде

$$s(t) = \sqrt{2P_s} g(t) \sin \left[ 2\pi \left( f_0 + \frac{n_i + 1/2}{T_p} \right) t + \varphi_i \right]; \quad (4.8)$$

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

Из выражения (4.8) 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 (4.7). 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 ФМШПС. При этом использование метода ППРЧ позволяет избежать наложения помехи на часть спектра сигнала в течение определенного 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 приемника гибридной СПИ с ППРЧ-ПСП изображены на рис. 4.12, а и 4.13, а. На рис. 4.12, б и 4.13, б показаны спектральные плотности мощности сигнала и узкополосной помехи в характерных точках структурных схем.

Как видно на рис. 4.12 информационный сигнал расширяется до ширины полосы  $f_g = W_{\text{ШПС}}/2$ , а затем преобразуется в радиосигнал, несущая частота которого скачкообразно с заданным периодом перестраивается в рабочем диапазоне частот  $W_s$ .

На приемной стороне СПИ вначале устраняются скачки рабочей частоты, сигнал переводится на постоянную несущую частоту, а затем спектр полезного сигнала свертывается 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 псевдо-случайной модуляции.

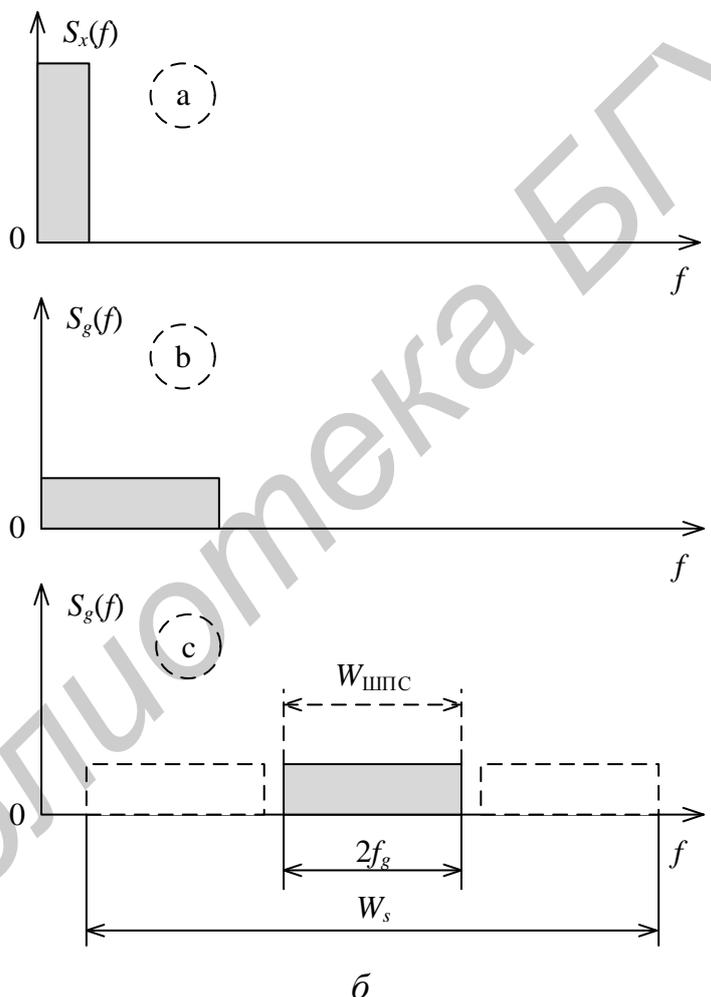
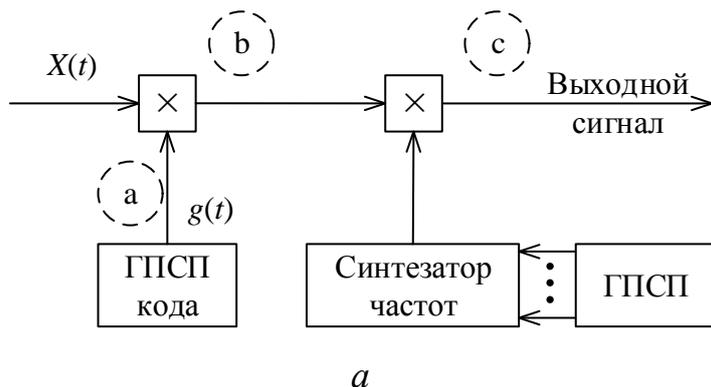


Рис. 4.12. Схема передатчика (а) и спектральные плотности мощности сигнала и узкополосной помехи (б) гибридной СПИ с ППРЧ-ПСП

Комплексное применение различных методов расширения спектра сигналов совместно 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.

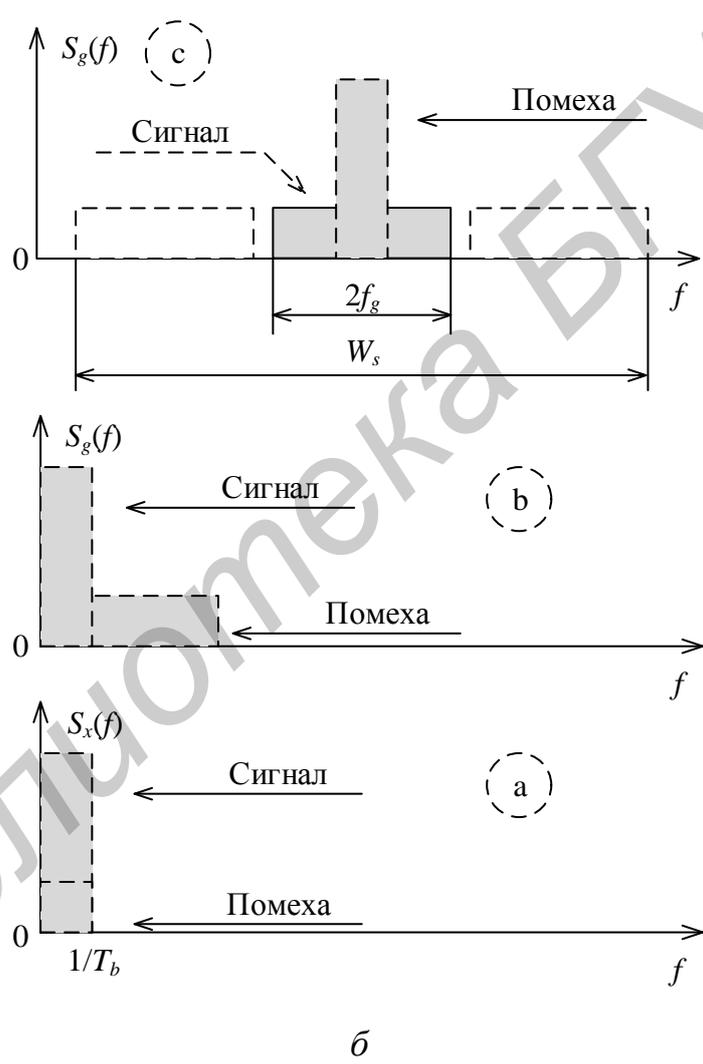
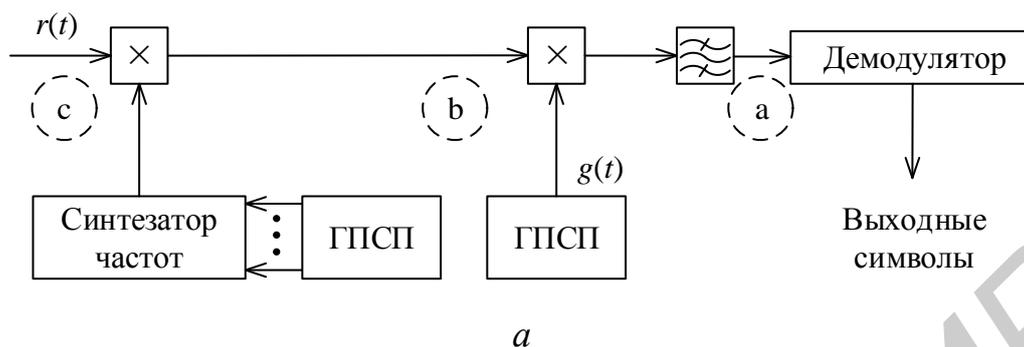


Рис. 4.13. Схема приемника (а) и спектральные плотности мощности сигнала и узкополосной помехи (б) гибридной СПИ с ППРЧ-ПСП

На рис. 4.14 представлена структура системы передачи информации с ППРЧ на основе параллельного синтеза сетки рабочих частот. В отличие от

рассмотренных ранее схем в данной схеме как на передающей, так и на приемной стороне для формирования сетки рабочих частот применяется  $N$  генераторов и коммутация частотных каналов по закону псевдослучайного кода. Наличие  $N$  генераторов позволяет гарантировать стабильность частоты и фазы сигнала за период переключения рабочих частот, что позволяет применять когерентную обработку сигнала с ППРЧ на приемной стороне.

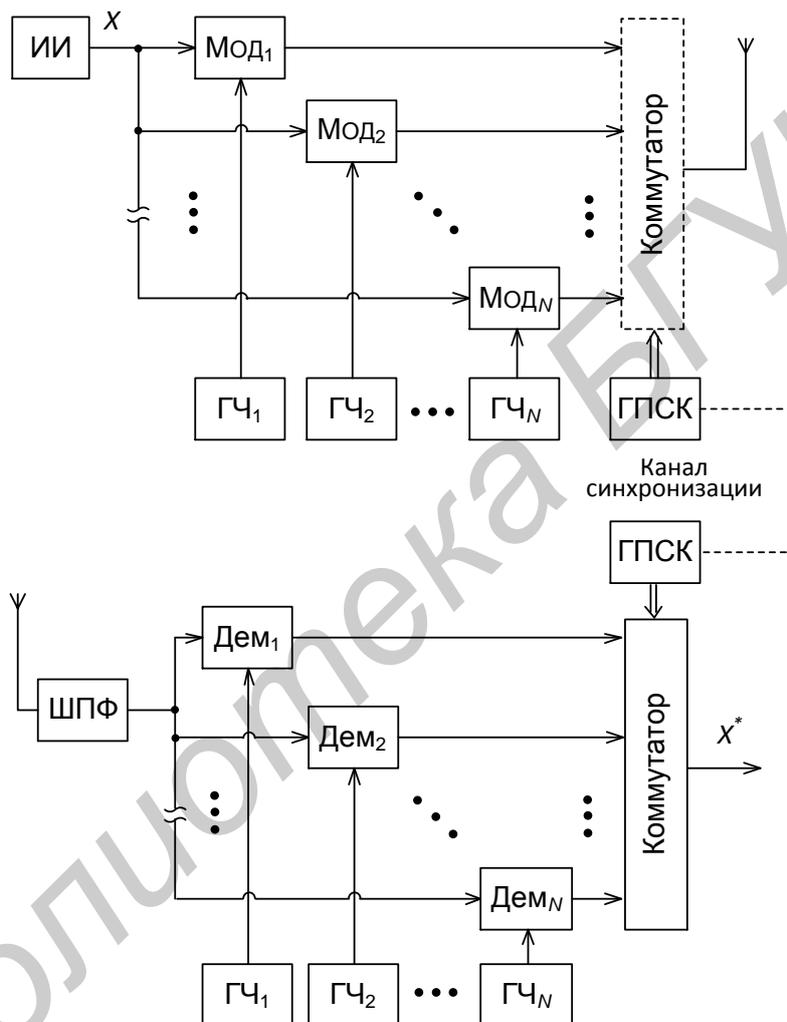


Рис. 4.14. Структурная схема СПИ с ППРЧ с параллельным синтезом сетки частот

Основным недостатком такой структуры (см. рис. 4.14) является необходимость применения  $N$  модуляторов на передающей стороне и  $N$  демодуляторов на приемной стороне, что на практике затрудняет реализацию. Поэтому с целью упрощения аппаратной реализации на рис. 4.15 представлена обобщен-

ная структурная схема СПИ с ППРЧ и формированием сигнала на промежуточной частоте.

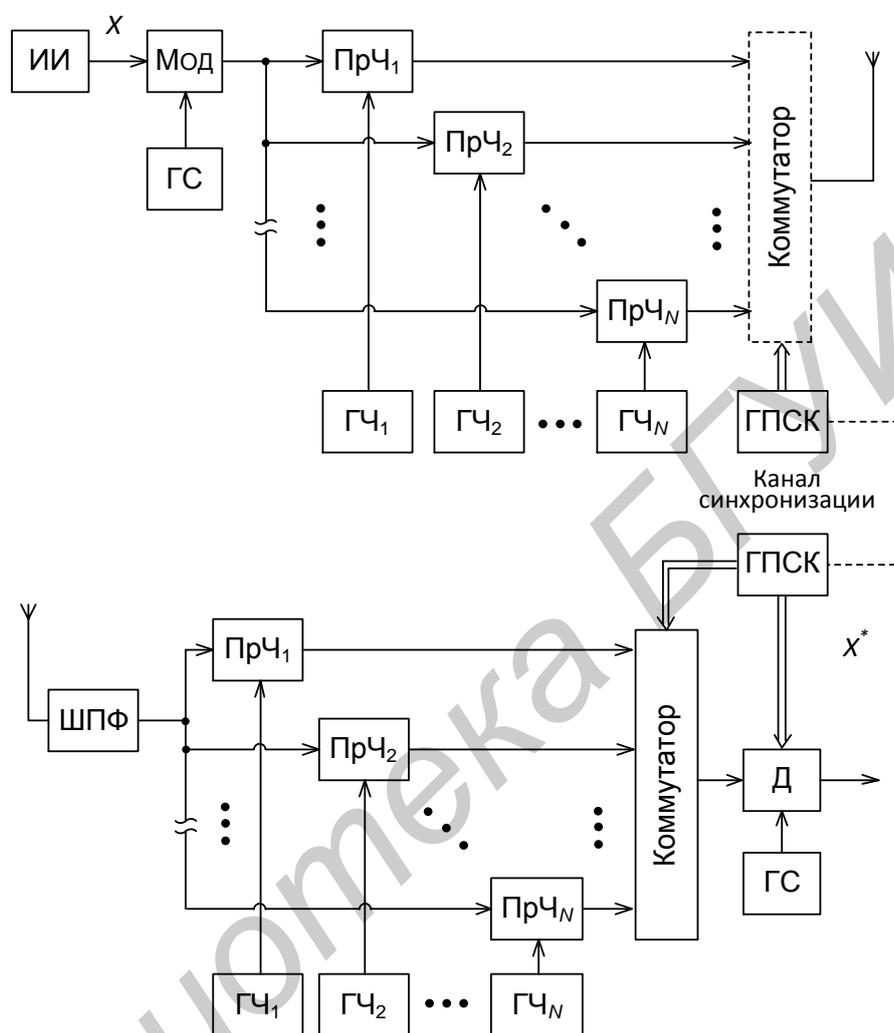


Рис. 4.15. Структура СПИ с ППРЧ с формированием сигнала на ПЧ

Схема работает следующим образом. С выхода источника информации (ИИ) информационная последовательность поступает на модулятор (Мод) сигнала на промежуточной частоте (ПЧ). Для формирования сигнала на ПЧ может быть использован любой метод цифровой модуляции, ранее рассмотренный в данной главе. С выхода модулятора сигнал поступает на  $N$  преобразователей частоты (ПрЧ) для переноса сигнала на несущие частоты и далее на коммутатор, управляемый генератором псевдослучайного кода (ГПСК).

На приемной стороне выполняются обратные операции, и на выходе демодулятора восстанавливается информационная последовательность.

### 4.3. Порядок выполнения лабораторной работы

Перед началом выполнения изучить разд. 4.2 «Краткие теоретические сведения» настоящего пособия.

1. Собрать схему СПИ ДЧМ с ППРЧ (см. рис. 4.6). В качестве модели канала использовать блок AWGN Channel (рис. 4.16). Основные блоки, входящие в состав модели, показаны на рис. 4.17–4.21:

- а) снять временные и спектральные диаграммы в контрольных точках схемы;
- б) оценить влияние флуктуационной помехи на прием и обработку сигнала.

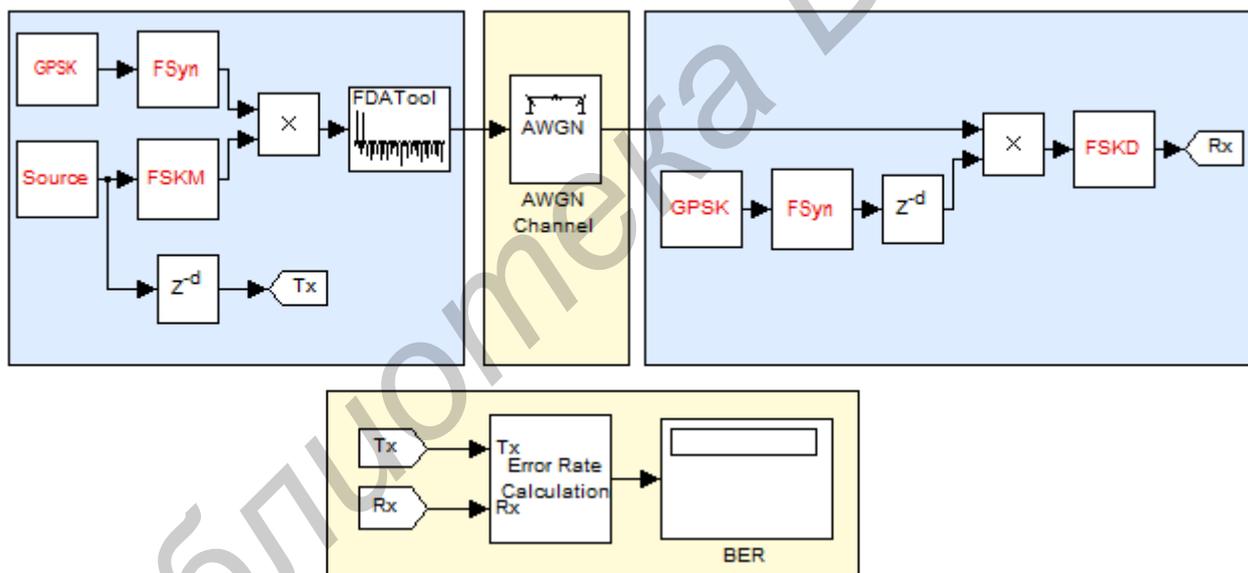


Рис. 4.16. Модель СПИ ДЧМ сигналов с ППРЧ и косвенным синтезом сетки рабочих частот

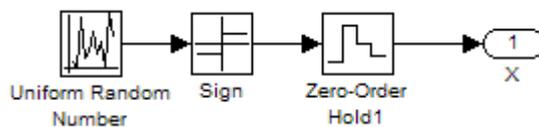


Рис. 4.17. Модель источника информации (блок Source)

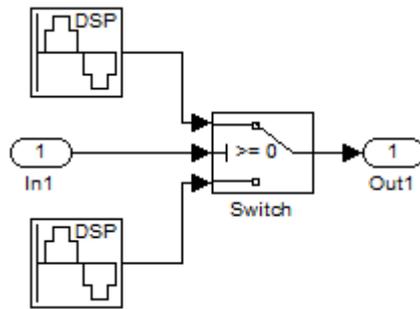


Рис. 4.18. Модель ЧМн модулятора (FSKM)

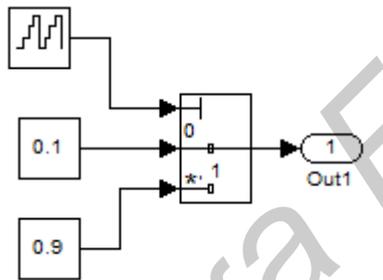


Рис. 4.19. Модель генератора псевдослучайного кода (GPSK)

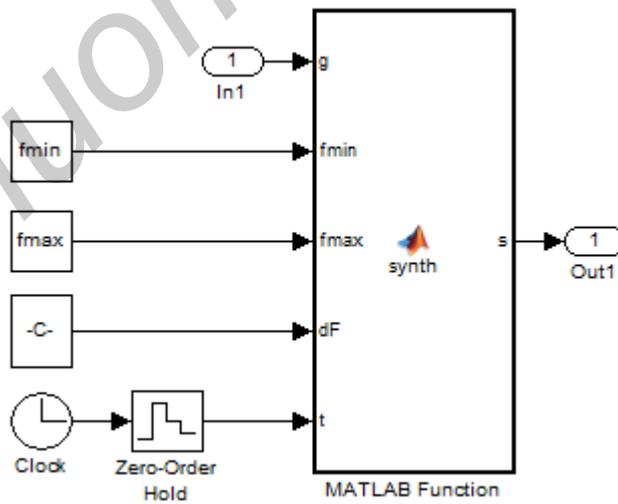


Рис. 4.20. Модель синтезатора сетки частот (OSC)

Функция реализации синтезатора на основе косвенного синтеза частоты (synth) приведена в прил. 2.

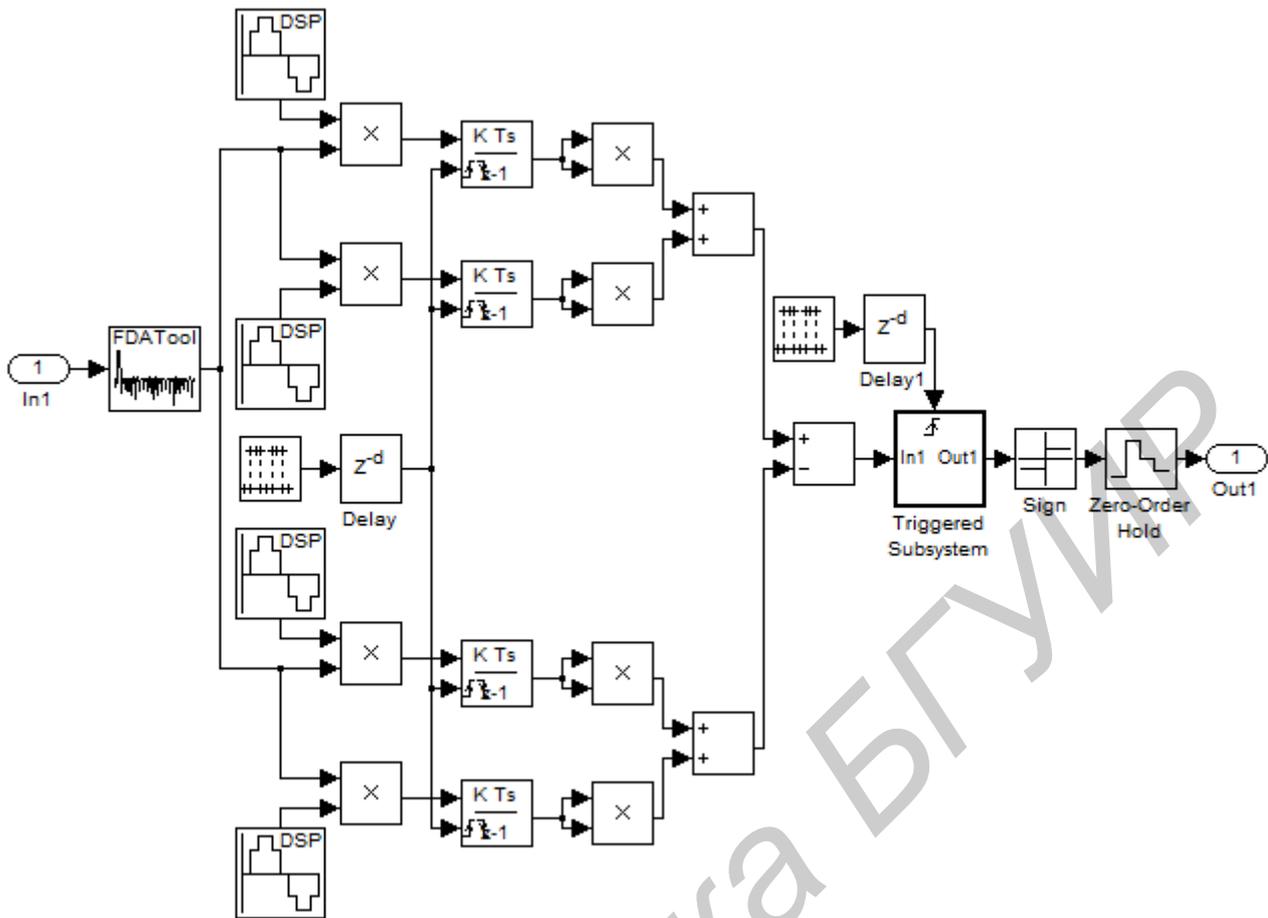


Рис. 4.21. Модель частотного демодулятора (FSKD)

2. Собрать схему СПИ ДЧМ с ППРЧ с использованием  $M$  генераторов для формирования сетки рабочих частот. В качестве модели канала использовать блок AWGN Channel (рис. 4.22):

- а) снять временные и спектральные диаграммы в контрольных точках схемы;
- б) оценить влияние флуктуационной помехи на прием и обработку сигнала.

3. Собрать схему СПИ ФМ с ППРЧ с использованием  $M$  генераторов для формирования сетки рабочих частот. В качестве модели канала использовать блок AWGN Channel (рис. 4.23):

- а) снять временные и спектральные диаграммы в контрольных точках схемы;
- б) оценить влияние флуктуационной помехи на прием и обработку сигнала.

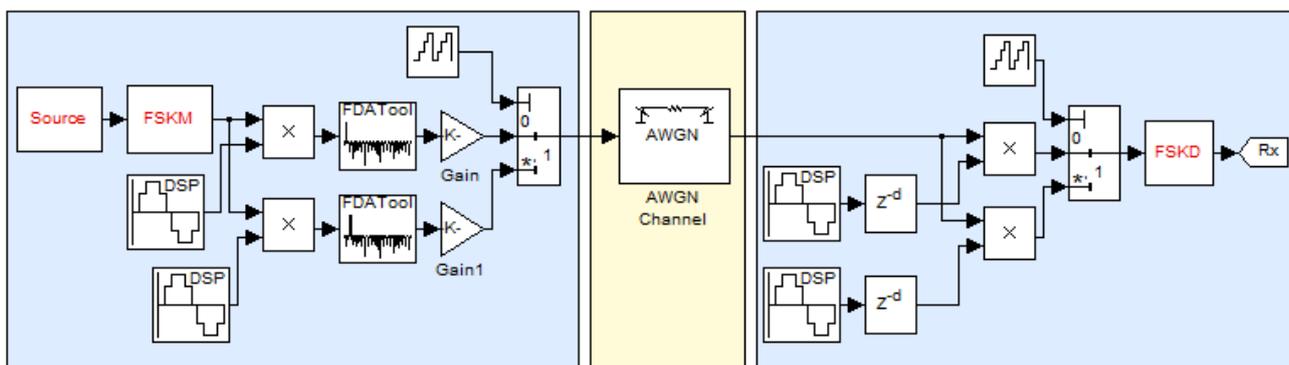


Рис. 4.22. Модель СПИ ДЧМН сигналов с ППРЧ и параллельным синтезом частот

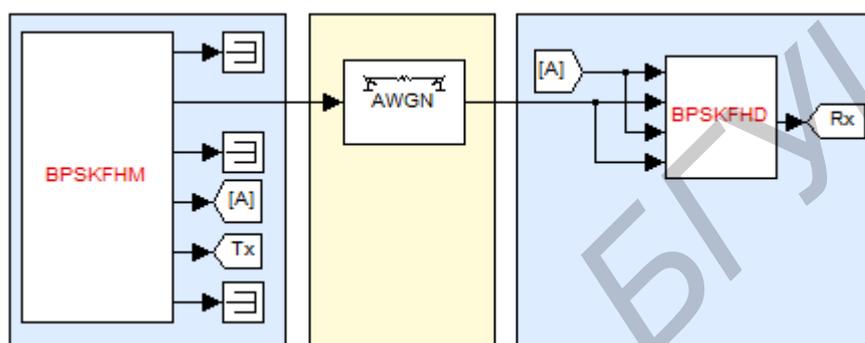


Рис. 4.23. Модель СПИ ФМ сигналов с ППРЧ и параллельным синтезом сетки рабочих частот ( $N = 2$ )

Simulink-модель устройства обработки ФМ сигналов с ППРЧ (BPSKFHD) представлена на рис. 4.24.

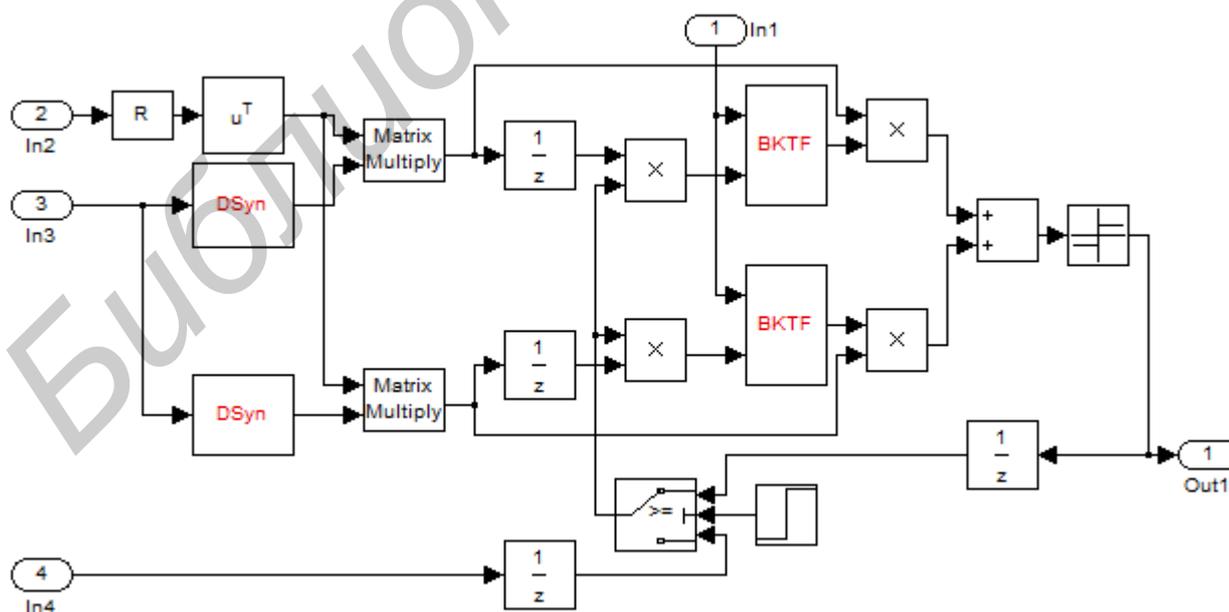


Рис. 4.24. Модель устройства обработки ФМ сигналов с ППРЧ

Simulink-модели генератора сетки частот (DSyn) и блока коммутируемых трансверсальных фильтров для случая  $M = 8$  представлены на рис. 4.25. Функция реализации трансверсального фильтра с памятью (tFilter) приведена в прил. 2.

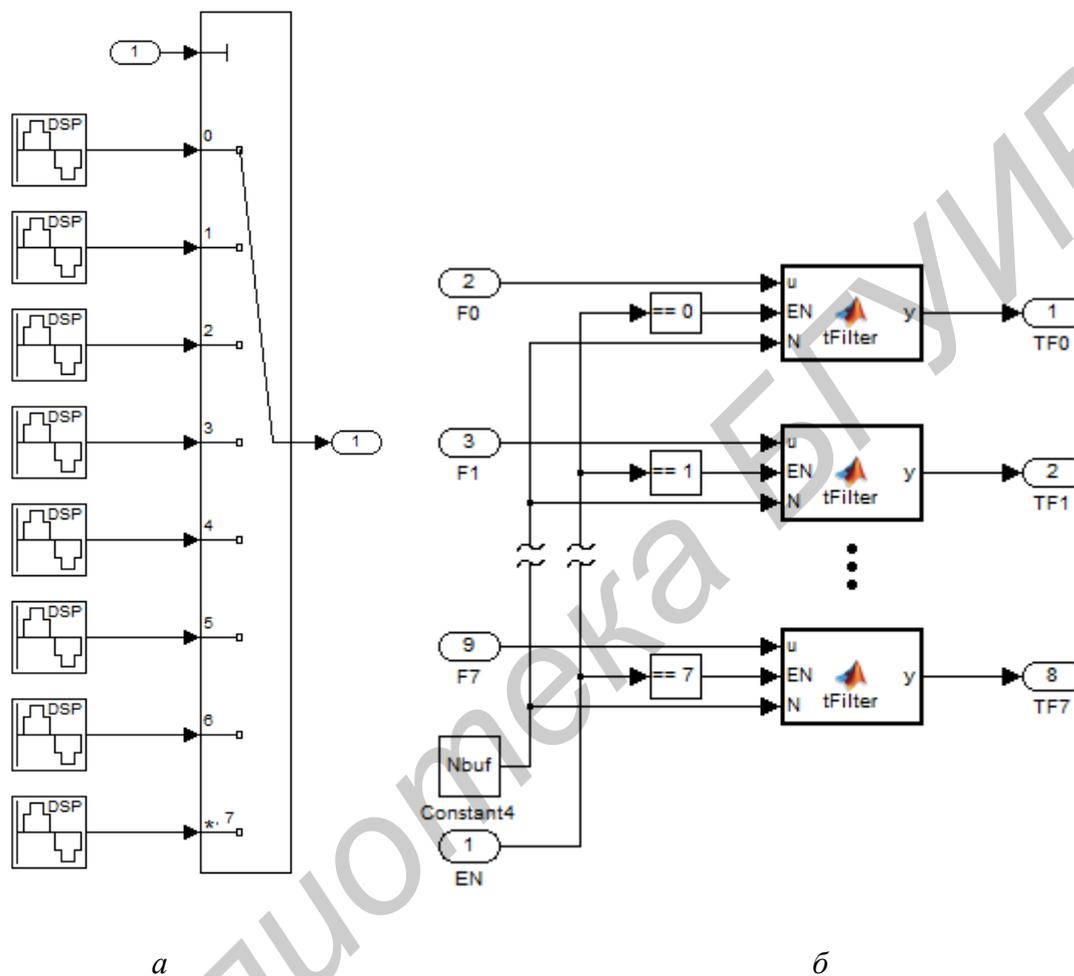


Рис. 4.25. Модель генератора (DSyn) сетки частот (а) и блока (BKTF) коммутируемых трансверсальных фильтров (б) квадратурного ФМ демодулятора

#### 4.4. Содержание отчета

1. Титульный лист.
2. Введение.
3. Теоретические сведения.
4. Схемы исследуемых моделей.

5. Осциллограммы и спектральные диаграммы в контрольных точках.
6. Графики зависимостей вероятностей ошибок от заданного отношения сигнал – шум для п. 3 разд. 4.3.
7. Заключение.

#### **4.5. Контрольные вопросы**

1. В чем заключается метод расширения спектра сигнала псевдослучайной перестройкой рабочей частоты?
2. Приведите структурную схему СПИ с ППРЧ при цифровой одноканальной модуляции. Поясните принцип работы.
3. Перечислите методы взвешивания выборок частотных элементов сигнала в СРС с  $M$ -ичной ЧМ.
4. Приведите структурную схему СПИ с ППРЧ и параллельным синтезом сетки рабочих частот для ДЧМ.
5. Приведите примеры ЧВМ для межбитовой, побитовой и внутрибитовой ППРЧ и неслучайной ДЧМ.
6. Приведите структурную схему СПИ с ППРЧ и формированием ФМ сигнала на промежуточной частоте. Поясните принцип работы.
7. Каким образом обеспечивается когерентность обработки ППРЧ сигнала СПИ, представленной на рис. 4.15?

## Лабораторная работа №5

### Методы формирования и обработки сигналов на основе аддитивно-мультипликативного уплотнения информационных потоков

#### 5.1. Цель работы

1. Изучение алгоритмов формирования и обработки сигналов на основе аддитивно-мультипликативного уплотнения информационных потоков.

2. Получение навыков компьютерного моделирования систем передачи информации (СПИ) с применением сигналов с аддитивно-мультипликативным уплотнением информационных потоков в среде Simulink пакета Matlab.

#### 5.2. Краткие теоретические сведения

Возможность уплотнения информационных каналов имеет большое практическое значение. Так, сформулированная Агеевым в 1939 году теорема линейного разделения дала возможность использования уплотнения информационных каналов, что явилось крупнейшим событием в информационной технологии. Передача информации по радио и телевидению охватила весь мир.

Общая схема уплотнения нескольких ( $N$ ) входных сигналов при передаче информации такова. Входные сигналы подвергаются некоторому преобразованию и заменяются одним результирующим сигналом. Этот сигнал передается по одному каналу связи. На выходе пришедший сигнал подвергается обратному преобразованию, в результате чего получают с заданной точностью  $N$  входных сигналов.

Общая схема уплотнения информационных сигналов показана на рис. 5.1. В блоке уплотнения (БУ) производится преобразование  $N$  входных сигналов  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ ,  $x_N(t)$  в один результирующий сигнал  $y(t)$ . Этот сигнал передается по каналу связи (КС). На выходе в блоке восстановления производится обратное преобразование сигнала  $y^*(t)$  и получение с заданной точностью входных  $x_1^*(t)$ ,  $x_2^*(t)$ ,  $x_n^*(t)$ .

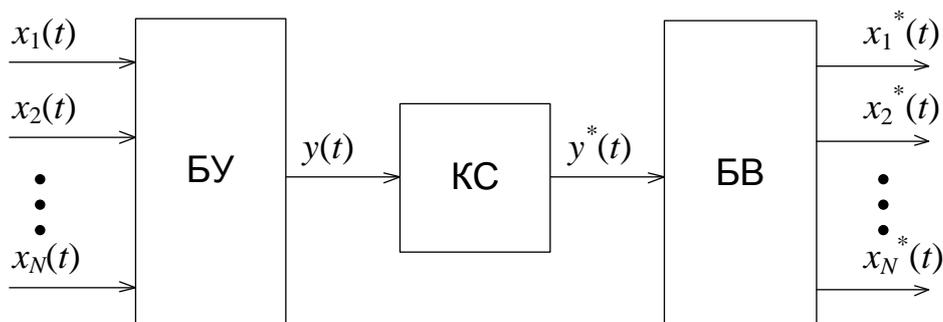


Рис. 5.1. Схема уплотнения потоков

Существует несколько базовых методов уплотнения каналов, основанных на использовании таких параметров, как пространство, время, частота, амплитуда, код. Задача уплотнения – выделить каждому каналу связи пространство, время, уровень, частоту и/или код с минимумом взаимных помех и максимальным использованием характеристик передающей среды.

### 5.2.1. Уплотнение с пространственным разделением

Основано на разделении сигналов в пространстве, когда передатчик посылает сигнал, используя код  $C$ , время  $t$  и частоту  $f$  области  $S_i$ . То есть передатчик может работать только в границах определенной территории, на которой любому другому аналогичному устройству запрещено передавать свои данные.

Например, если радиостанция вещает на строго определенной частоте на закрепленной за ней территории, а какая-либо другая станция в этой же местности также начнет вещать на той же частоте, на приемной стороне возникают помехи. Если же радиостанции работают на одной частоте в разных городах, искажений сигналов не будет в связи с ограниченной дальностью распространения сигналов этих станций, что исключает их наложение друг на друга.

Характерный пример – системы сотовой телефонной связи.

### 5.2.2. Уплотнение с частотным разделением (Frequency Division Multiplexing – FDM)

Каждое устройство работает на определенной частоте, благодаря чему несколько устройств могут вести передачу данных на одной территории (рис. 5.2).

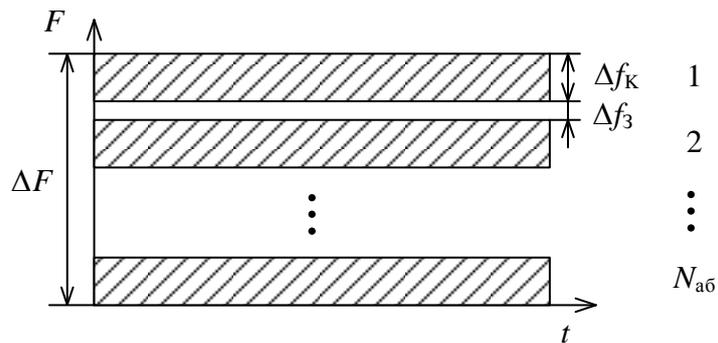


Рис. 5.2. Принцип частотного разделения каналов

Наглядная иллюстрация схемы частотного уплотнения – функционирование в одном городе нескольких радиостанций, работающих на разных частотах. Для надежной отстройки друг от друга их рабочие частоты должны быть разделены защитным частотным интервалом, который позволяет исключить взаимные помехи.

### 5.2.3. Уплотнение с временным разделением (Time Division Multiplexing – TDM)

При таком способе уплотнения распределение каналов идет по времени, т. е. каждый передатчик транслирует сигнал на одной и той же частоте  $f$  области  $S$ , но в различные промежутки времени  $t_i$  (как правило, циклически повторяющиеся) при строгих требованиях к синхронизации процесса передачи (рис. 5.3).

Основной недостаток систем с временным уплотнением – это мгновенная потеря информации при срыве синхронизации в канале, например из-за сильных случайных или преднамеренных помех. Однако успешный опыт эксплуатации таких TDM-систем, как сотовые телефонные сети стандарта GSM, свидетельствует о достаточной надежности механизма временного уплотнения.

### 5.2.4. Уплотнение с кодовым разделением (Code Division Multiplexing – CDM)

В данной схеме все передатчики транслируют сигналы на одной и той же частоте  $f$ , в области  $S$  и во время  $t$ , но с разными кодами  $C_i$ .

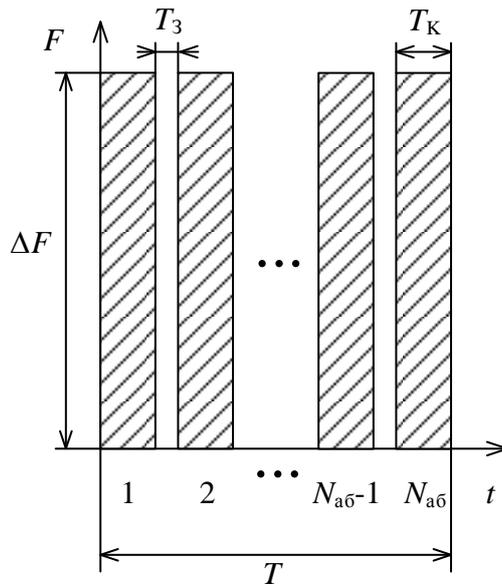


Рис. 5.3. Принцип временного разделения каналов

Механизм разделения каналов CDM лежит в основе стандартов сотовой телефонной связи IS-95a, а также в ряде стандартов третьего поколения сотовых систем связи (CDMA2000, WCDMA и др.).

В схеме CDM каждый передатчик заменяет каждый бит исходного потока данных на CDM-символ – кодовую последовательность длиной в  $n$  бит. Кодовая последовательность уникальна для каждого передатчика. Как правило, если для замены «1» в исходном потоке данных используют некий CDM-код, то для замены «0» применяют тот же код, но инвертированный.

Приемник настроен на CDM-код передатчика, сигналы которого должен принимать. Он постоянно принимает все сигналы и оцифровывает их. Затем в корреляторе производится операция свертки (умножения с накоплением) входного оцифрованного сигнала с известным ему CDM-кодом и его инверсией. Если сигнал на выходе коррелятора превышает установленный пороговый уровень, приемник считает, что принял «1» или «0». Для увеличения вероятности приема передатчик может повторять посылку каждого бита несколько раз. При этом сигналы других передатчиков с другими CDM-кодами приемник воспринимает как аддитивный шум. Сходства CDM-сигналов со случайным (гауссовским) шумом добиваются, используя CDM-коды, порожденные генератором псевдослучайных последовательностей. Поэтому данный метод еще называют

методом расширения спектра сигнала посредством прямой последовательности (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum).

Наиболее сильная сторона данного уплотнения заключается в повышенной защищенности и скрытности передачи данных: не зная кода, невозможно получить сигнал, а в ряде случаев – и обнаружить его присутствие. Кроме того, кодовое пространство несравненно более значительно по сравнению с частотной схемой уплотнения, что позволяет без особых проблем присваивать каждому передатчику свой индивидуальный код. Основной же проблемой кодового уплотнения до недавнего времени являлась сложность технической реализации приемников и необходимость обеспечения точной синхронизации передатчика и приемника.

### 5.2.5. Составные сигналы на основе аддитивного (амплитудного) уплотнения информационных потоков

Развитие цифровой и вычислительной техники привело к возможности создания систем передачи информации на основе алгоритмов нелинейного разделения каналов с точки зрения экономичности и простоты реализации. Для реализации таких алгоритмов можно использовать амплитуду сигнала в качестве основного ресурса уплотнения информационных потоков.

Так, если в суммарном потоке  $X_{\Sigma}$   $N$  бинарных потоков

$$|a_j X_j| > \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^M |a_i X_i|, \quad \frac{a_i}{a_{i-1}} \geq 2, \quad M \leq N - 1,$$

то

$$X_j = \text{sign} \left[ \sum_{i=1}^M (a_i X_i) \right], \quad X_{j-1} = \text{sign} \left[ \sum_{i=1}^M (a_i X_i) - a_j X_j \right]$$

и т. д.

Таким образом,

$$X_m = \text{sign} \left[ \sum_{i=1}^m (a_i X_i) - \sum_{j=m+1}^N (a_j X_j) \right], m \in [1, N]. \quad (5.1)$$

Рассмотрим пример амплитудного уплотнения двух потоков (рис. 5.4). Для объединения потоков коэффициенты  $a_1$  и  $a_2$  выбираем равными 1 и 2 соответственно, т. е.  $X_\Sigma = X_1 + 2 \cdot X_2$ .

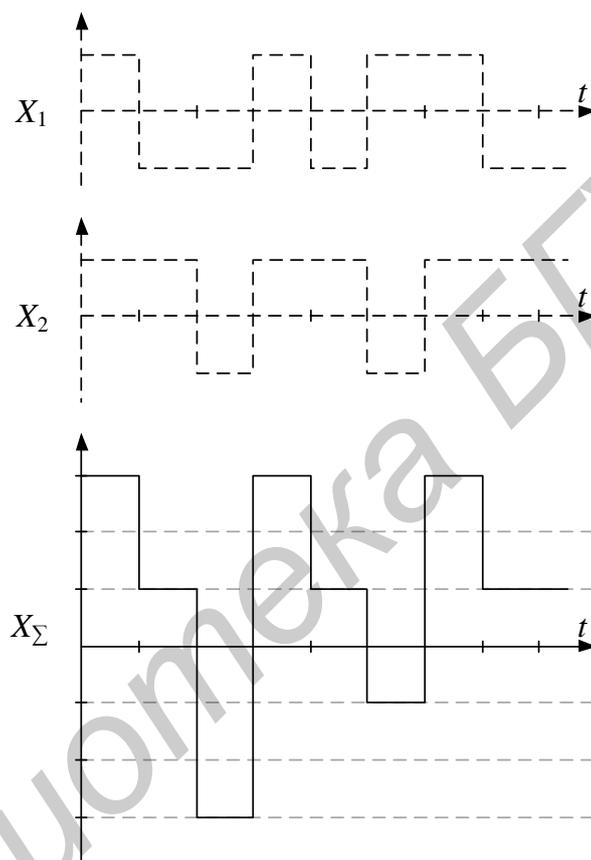


Рис. 5.4. Амплитудное уплотнение двух бинарных потоков

Схема нелинейного разделения (восстановления) информационных потоков  $X_1$  и  $X_2$  из группового сигнала  $X_\Sigma$  (см. рис. 5.4) показана на рис. 5.5 и соответствует выражению (5.1) для  $N=2$ .

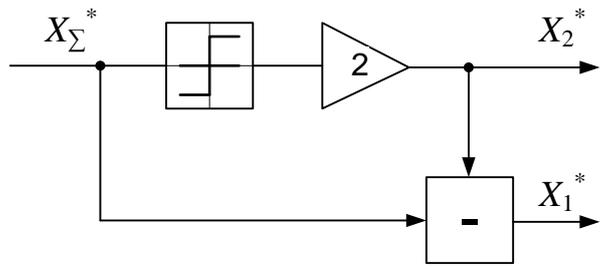


Рис. 5.5. Схема разделения двух потоков

Принцип выделения информационного потока  $X_2$  и  $X_1$  из  $X_Σ$  показан на рис. 5.6 и 5.7.

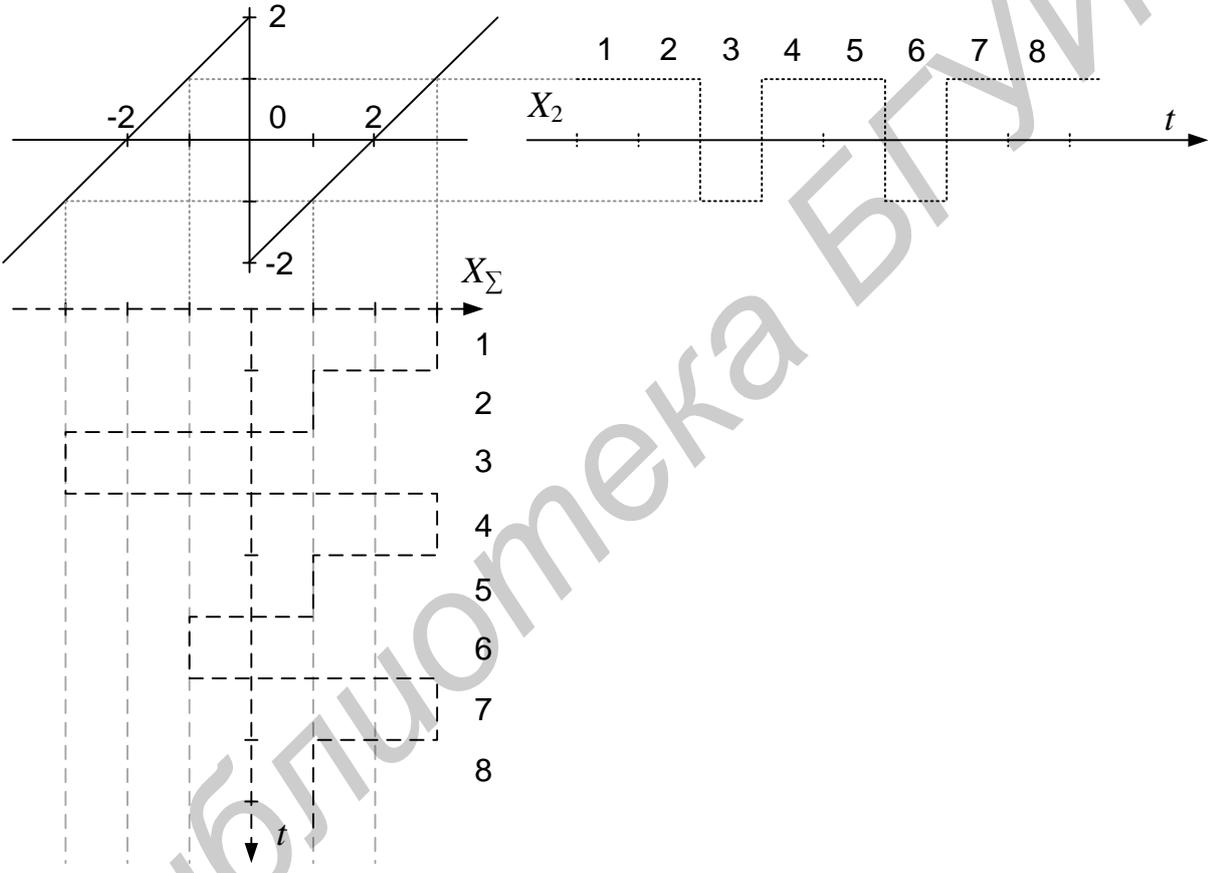


Рис. 5.6. Выделение информационного потока  $X_2$

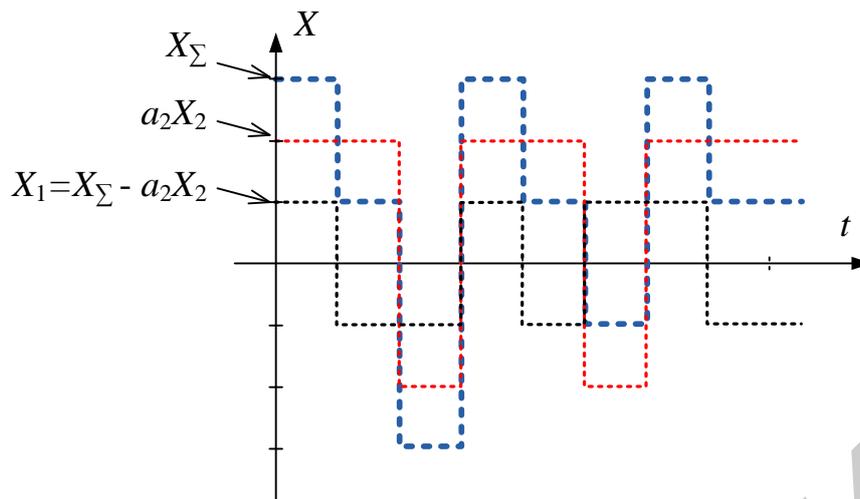


Рис. 5.7. Выделение информационного потока  $X_1$

С целью повышения помехозащищенности СПИ применяется псевдо-случайная коммутация входных последовательностей [1].

С учетом (5.1) на рис. 5.8 приведена упрощенная схема формирования сигнала с амплитудно-кодовым уплотнением (АКУ).

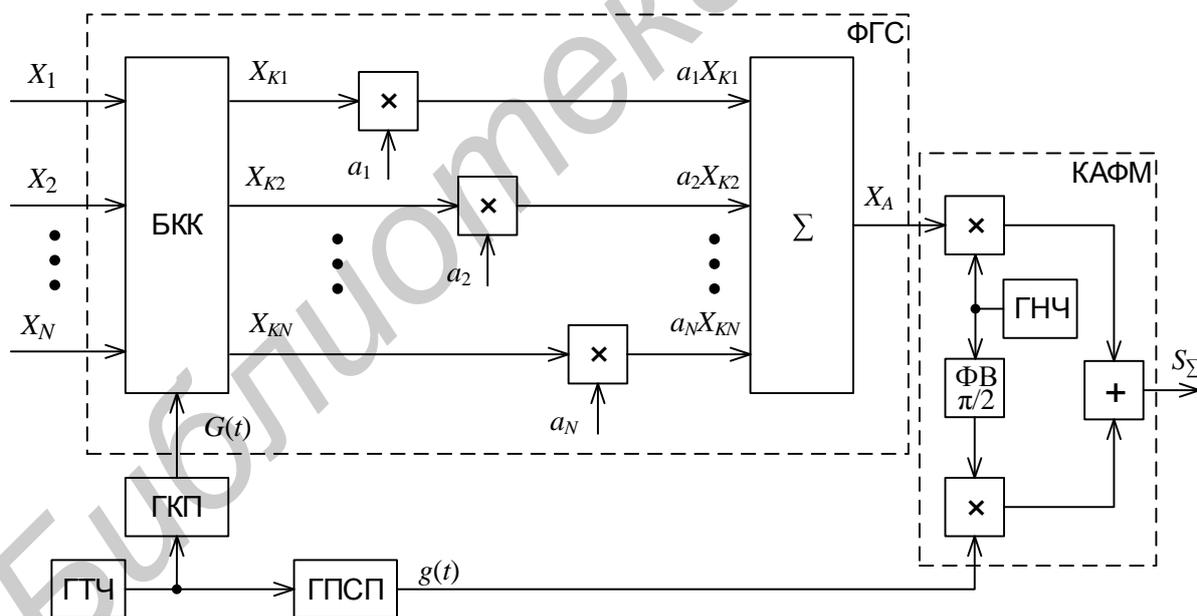


Рис. 5.8. Схема формирования сигнала с АКУ

В схеме используются следующие обозначения: БКК – блок коммутации каналов, ГТЧ – генератор тактовой частоты, ГКП – генератор кодовой последо-

вательности, ГПСП – генератор псевдослучайной последовательности, ФГС – формирователь группового сигнала, ФВ – фазовращатель, ГНЧ – генератор несущей частоты, КАФМ – квадратурный амплитудно-фазовый модулятор.

Схема формирования сигнала с АКУ работает следующим образом. Двоичные информационные последовательности  $X_1, X_2, \dots, X_N$  поступают в БКК, выполняющий роль шифратора, соединяя входные и выходные линии согласно последовательности с ГКП. С выхода БКК кодовые последовательности  $X_{K1}, X_{K2}, \dots, X_{KN}$  поступают на сумматор через умножители на соответствующие весовые коэффициенты, которые удовлетворяют условию

$$|a_j X_j| > \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^M |a_i X_i|, \quad M \leq N - 1.$$

На выходе сумматора формируется групповой видеосигнал с амплитудно-кодовым уплотнением. Групповой сигнал  $X_A$  и псевдослучайная последовательность (ПСП)  $g(t)$  поступают на КАФМ. ПСП обеспечивает синхронизацию схемы обработки сигнала с АКУ. Сформированный сигнал в общем виде представляется выражением

$$S_{\Sigma}(t, X, G) = A_1 X_A \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) + A_2 g(t) \sin(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (5.2)$$

где  $A_1$  и  $A_2$  – амплитуды компонент сигнала;  $X_A = \sum_{i=1}^N a_i X_i$ .

На рис. 5.9 приведен пример формирования сигнала с АКУ для трех информационных потоков ( $a, b, v$  – информационные сообщения  $X_1(t), X_2(t), X_3(t)$ ;  $z, d$  – групповой сигнал  $X_A$  при отсутствии и наличии коммутации каналов,  $e$  – результирующий сигнал  $S_{\Sigma}(t, X, G)$ ). В данном случае при формировании группового сигнала весовые коэффициенты отличаются друг от друга на величину, кратную двум, т. е.  $a_1 = a_2/2 = a_3/4$ , а частота коммутации принята равной тактовой частоте информационной последовательности.

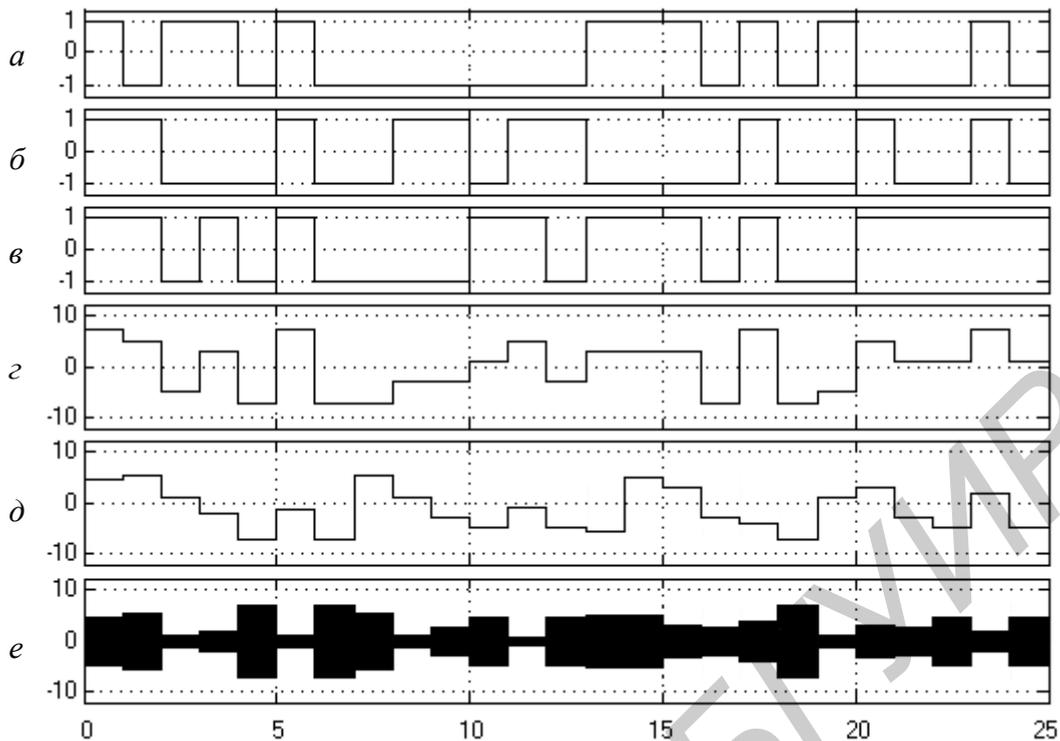


Рис. 5.9. Формирование сигнала с амплитудно-кодовым уплотнением

Алгоритм выделения информационных последовательностей, описанный выражением (5.1), реализуется с помощью схемы обработки сигнала с АКУ, представленной на рис. 5.10.

На вход блока обработки поступает сигнал  $s_{\Sigma}(t, X, G)$ . В квадратурном демодуляторе (КДМ) выделяются две составляющие сигнала (5.2) – групповой сигнал  $X_A$  и псевдослучайная последовательность (ПСП)  $g^*(t)$ . Групповой сигнал поступает на адаптивный безынерционный нелинейный преобразователь (АБНП) и блок коммутации каналов (БКК), где происходит выделение информационных последовательностей  $X_1^*, X_2^*, \dots, X_N^*$ . Последовательность  $g^*(t)$  поступает на генератор ПСП, синхронизирующий работу ГКП и БКК.

Схема адаптивного безынерционного нелинейного преобразователя приведена для случая  $a_i/a_{i-1}=2$ , принцип работы которого основан на выделении более сильной информационной последовательности и последующего исключения ее из канала обработки.

Наблюдаемый процесс  $r(t)$  на входе приемника представляется в виде суммы сигнала  $s_{\Sigma}(t, X, G)$  и помехи  $n(t)$ .

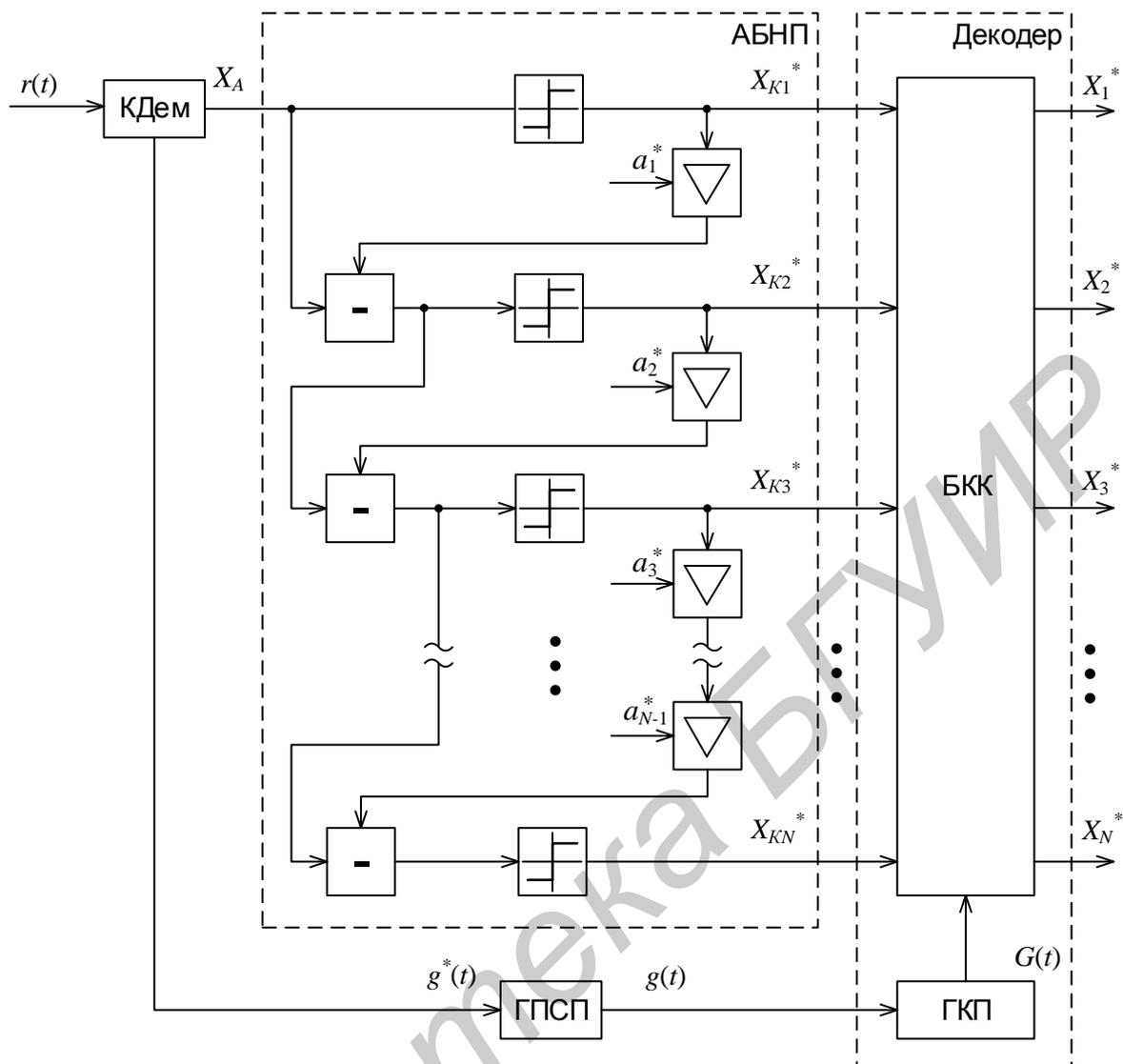


Рис. 5.10. Схема обработки сигнала с амплитудно-кодовым уплотнением

### 5.2.6. Составные сигналы на основе мультипликативного объединения информационных потоков

В основе мультипликативного объединения потоков лежит различие в длительности элементов (скорости передачи) информационных последовательностей, используемых для формирования группового сигнала.

Пусть имеются  $i$  информационных последовательностей с длительностью символов  $\tau_i$ ,  $i = 1 \dots N$ . Если для этих последовательностей выполняется выражение:

$$\frac{\tau_i}{\tau_{i-1}} \geq n, i = 2 \dots N - 1, n = 2, 3 \dots M,$$

то для обеспечения структурной скрытности передаваемой информации возможно объединение таких последовательностей для передачи в канал связи мультипликативных комбинационных составляющих и восстановления информационных потоков на приемной стороне.

Рассмотрим пример мультипликативного объединения трех потоков, показанных на рис. 5.11. В канал связи передаются потоки  $Y_1, Y_2, Y_3$ . Декодер, осуществляющий восстановление последовательностей  $X_1, X_2, X_3$ , показан на рис. 5.12.

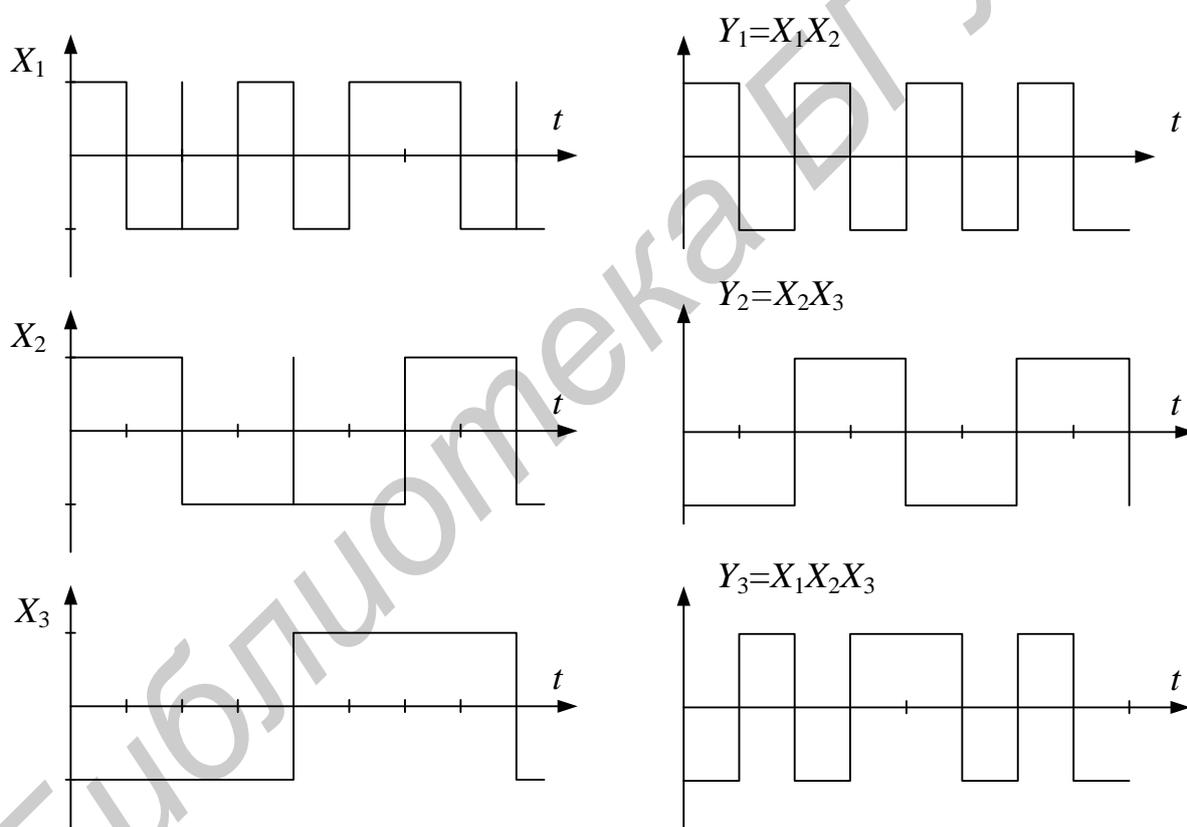


Рис. 5.11. Выделение информационного потока  $X_1$

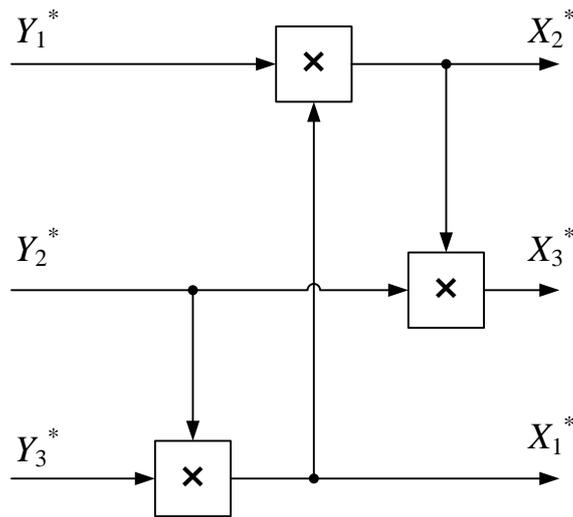


Рис. 5.12. Восстановление  $X_1, X_2, X_3$

### 5.2.7. Составные сигналы на основе аддитивно-мультипликативного уплотнения информационных потоков

Формирование и обработка сигнально-кодовой конструкции осуществляется на основе комбинирования алгоритмов, описанных в разд. 5.1 и 5.2. При этом необходимо выполнение условия

$$Y_{\Sigma} \geq \sum_{i=1}^N a_i Y_i, \quad a_i = 2^{i-1},$$

где  $Y_i$  – информационные потоки с мультипликативным объединением.

### 5.3. Порядок выполнения

Перед началом выполнения изучить разд. 5.2 «Краткие теоретические сведения» настоящего пособия.

1. Собрать схему формирователя сигналов с амплитудным уплотнением для трех информационных потоков. В качестве источников информации (ИИ) использовать генераторы ПСП (ГПСП) с заданной преподавателем длительностью элемента и периодом повторения.

2. Построить схему обработки сигналов с амплитудным уплотнением, сформированных в п. 1.

3. Реализовать алгоритм мультипликативного объединения потоков для трех информационных последовательностей. В качестве ИИ использовать ГПСП из п. 1. Недостающие условия доопределить самостоятельно.

4. Построить схему восстановления информационных потоков для группового сигнала, сформированного в п. 3.

5. Сформировать сигнал (групповой сигнал) с аддитивно-мультипликативным уплотнением информационных потоков (п. 3).

6. Реализовать схему восстановления информационных последовательностей группового сигнала (п. 5).

7. Оценить помехоустойчивость устройств обработки сигналов с аддитивно-мультипликативным уплотнением информационных потоков при действии флуктуационных помех.

#### **5.4. Содержание отчета**

1. Титульный лист.
2. Введение.
3. Теоретические сведения.
4. Схемы исследуемых моделей.
5. Осциллограммы в контрольных точках.
6. Заключение.

#### **5.5. Контрольные вопросы**

1. Поясните принцип уплотнения информационных потоков, приведите общую схему уплотнения.

2. Перечислите базовые методы уплотнения каналов.

3. Приведите схемы формирования сигнала с амплитудным и амплитудно-кодовым уплотнением.

4. Поясните принцип выделения информационных потоков группового сигнала с амплитудным уплотнением.

5. Поясните принцип формирования сигнала с мультипликативным объединением каналов на примере трех информационных потоков.

## Лабораторная работа №6

### Алгоритмы и устройства синхронизации в цифровой радиосвязи

#### 6.1. Цель работы

1. Изучение алгоритмов и устройств синхронизации сигналов в системах передачи дискретной информации.

2. Получение навыков компьютерного моделирования устройств синхронизации систем передачи дискретной информации в среде Simulink пакета Matlab.

#### 6.2. Краткие теоретические сведения

Большинство систем цифровой связи, использующих когерентную модуляцию, требуют трех уровней синхронизации: фазовой, символьной и кадровой [5]. Системы с некогерентной модуляцией обычно требуют только символьной и кадровой синхронизации. Кроме того, некогерентным системам необходима частотная синхронизация. Частотная синхронизация отличается от фазовой тем, что копия несущей, генерируемая приемником, может иметь произвольные сдвиги фазы от принятой несущей.

##### 6.2.1. Частотная и фазовая синхронизация

Во многих схемах синхронизации имеется разновидность контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Схема базового контура ФАПЧ представлена на рис. 6.1. Контур ФАПЧ самоуправляем, причем управляющим параметром является фаза локально генерируемой копии поступающего несущего сигнала. Контур ФАПЧ состоит из трех основных компонентов: детектора фазы, контурного фильтра и генератора, управляемого напряжением (ГУН). Детектор фазы – это устройство, измеряющее различия фаз поступающего сигнала и локальной копии. Если поступающий сигнал и его локальная копия изменяются относительно друг друга, то разность фаз (или рассогласование по фазе) – это зависимый от времени сигнал, поступающий на контурный фильтр. Контурный фильтр регулирует отклик контура ФАПЧ на эти измене-

ния сигнала. Качественно спроектированный контур должен иметь возможность отслеживать изменения фазы поступающего сигнала и не должен быть чрезмерно восприимчив к шуму приемника. ГУН – это генератор, выходная частота которого является линейной функцией входного напряжения (в определенном рабочем диапазоне частот).

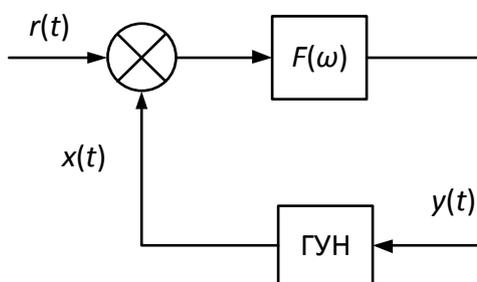


Рис. 6.1. Схема базового контура ФАПЧ

Синхронизация по фазе достигается путем подачи на вход ГУН рассогласования по фазе между входным сигналом  $r(t)$  и выходным сигналом с ГУН  $x(t)$ . Детектор рассогласования может представлять собой набор согласованных фильтров, каждый из которых служит для сопоставления с некоторым значением сдвига фаз.

В системах связи с фазовой модуляцией несущая частота будет переносить положительную энергию, если дисперсия фазы несущей вследствие модуляции меньше  $\pi/2$  радиан. В этом случае в системе имеется остаточная составляющая несущей. Диаграмма сигнального пространства для системы бинарной фазовой модуляции с остаточной составляющей несущей показана на рис. 6.2 для угла модуляции  $\gamma \leq \pi/2$ .

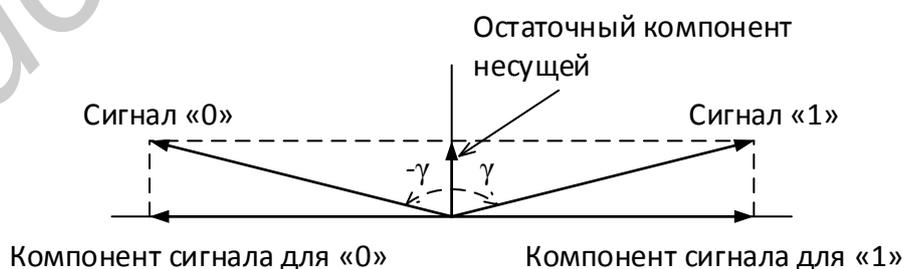


Рис. 6.2. Диаграмма сигнального пространства

Энергия остаточной несущей используется не для передачи информации, а только для передачи самой несущей. Большинство систем фазовой модуляции являются системами с подавлением несущей. Это означает, что нет сигнала, составляющего основу для отслеживания с помощью простого контура ФАПЧ (рис. 6.1).

Важной разновидностью демодуляторов сигнала с подавлением несущей является синфазно-квадратурная схема (Costas loop), показанная на рис. 6.3.

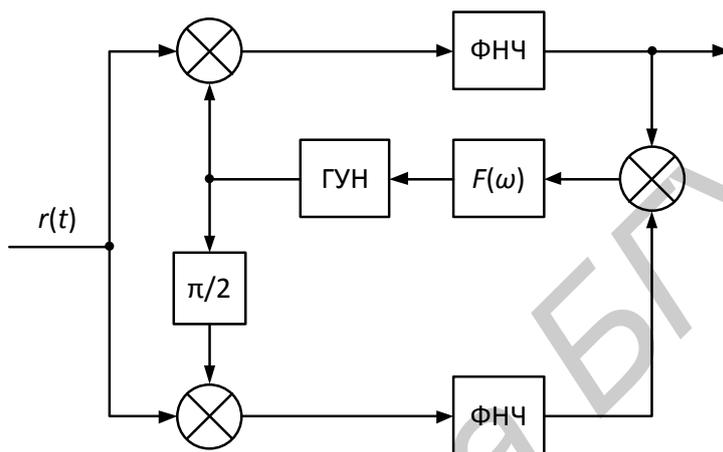


Рис. 6.3. Синфазно-квадратурная схема

### 6.2.2. Символьная синхронизация

Методы синхронизации приемников можно разделить на зависящие и независящие от знаний об информационных символах. Первые называются методами с использованием данных (data-aided – DA), вторые – методами без использования данных (non-data-aided – NDA).

Символьные синхронизаторы без использования данных можно разделить на две основные группы. Первая состоит из разомкнутых синхронизаторов, вторая – из замкнутых.

*Разомкнутые символьные синхронизаторы* (нелинейные синхронизаторы на фильтрах) генерируют частотный компонент со скоростью передачи символов, пропуская поступающий низкочастотный сигнал через последовательность фильтра и нелинейного устройства.

На рис. 6.4 приведены три примера разомкнутых символьных синхронизаторов.

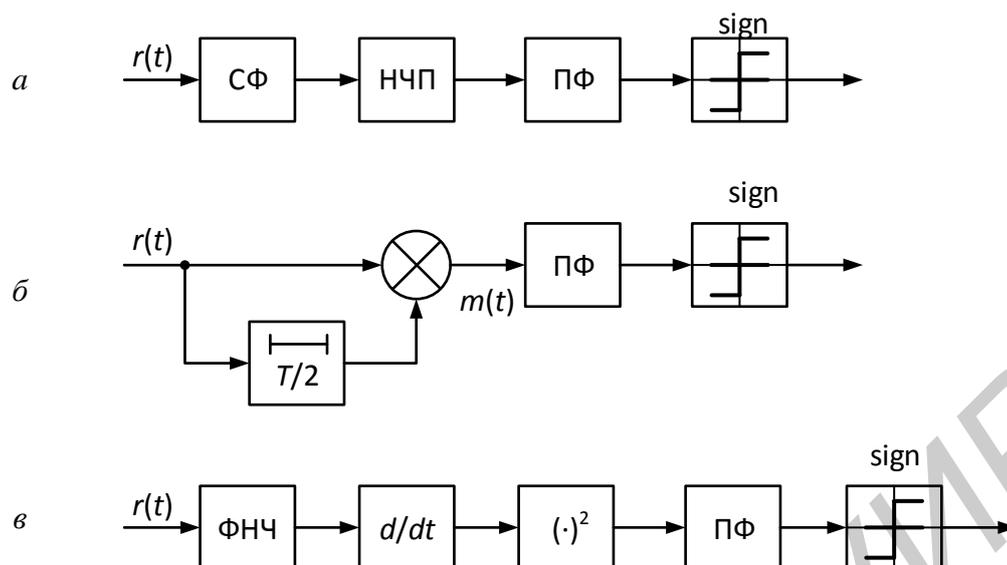


Рис. 6.4. Разомкнутые символьные синхронизаторы

В первом случае (рис. 6.4, *a*) поступающий сигнал  $r(t)$  фильтруется с использованием согласованного фильтра (СФ). Последовательность с выхода фильтра спрямляется с помощью некоторой нелинейности четного порядка (НЧП), например квадратичного устройства. Полученный сигнал будет содержать пики положительной амплитуды, которые с точностью до временной задержки соответствуют переходам входных символов. Таким образом, сигнал с выхода НЧП будет содержать гармонический компонент на собственной частоте тактового генератора. Данная частотная составляющая изолируется от остальных гармоник с помощью полосового фильтра (ПФ), и ей придается прямоугольная форма посредством насыщающего элемента *sign*. Во втором примере (рис. 6.4, *б*) гармонические компоненты тактового генератора создаются за счет задержки на половину длительности символа и умножения. Данный пример рассмотрен дальше более подробно. Последний пример (рис. 6.4, *в*) соответствует контурному детектору. Основными операциями здесь являются дифференцирование и спрямление. Потенциальной проблемой является то, что дифференциаторы обычно весьма чувствительны к широкополосному шуму. Это делает необходимым использование фильтра нижних частот.

Основным недостатком разомкнутых символьных синхронизаторов является наличие неустранимой ошибки сопровождения с ненулевым средним. Эту ошибку можно снизить при больших отношениях сигнал – шум, но, поскольку

форма сигнала синхронизации зависит непосредственно от поступающего сигнала, устранить ошибку не удастся никогда.

*Замкнутые символьные синхронизаторы* сравнивают входной сигнал с локально генерируемым с последующей синхронизацией локального сигнала с переходами во входном сигнале. По сути процедура ничем не отличается от используемой в разомкнутых синхронизаторах.

Среди наиболее популярных замкнутых символьных синхронизаторов можно выделить синхронизатор с опережающим и запаздывающим стробированием (early/late-gate synchronizer). Пример такого синхронизатора схематически изображен на рис. 6.5. Его работа заключается в выполнении двух отдельных интегрирований энергии входного сигнала по двум различным промежуткам символьного интервала. Первое интегрирование (опережающее) начинается в момент, определенный как начало периода передачи символа (условно – момент времени 0), и заканчивается через  $(T - t_d)$  секунд. Второе интегрирование (запаздывающее) начинается с задержкой на  $t_d$  секунд и заканчивается в конце периода передачи символа (условно – момент времени  $T$ ). Разность абсолютных значений выходов описанных интеграторов  $y_1$  и  $y_2$  является мерой ошибки синхронизации символов приемника и может подаваться обратно для последующей коррекции приема.

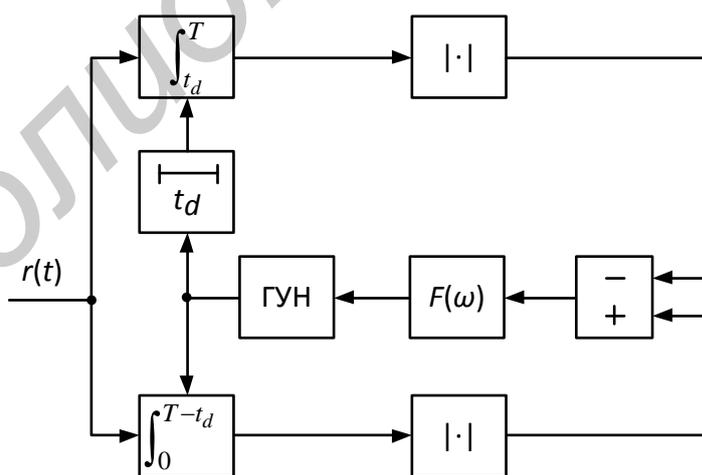


Рис. 6.5. Замкнутый символьный синхронизатор

### 6.2.2.1. Выделение скрытых периодичностей при тактовой синхронизации

В системах передачи информации информационный поток можно представить в виде случайной последовательности (СП)  $h(t)$  – процесса, смена состояний которого происходит с тактовым интервалом  $\tau_{\Theta}$ , определяющим длительность элемента последовательности. Примером СП является хаотический процесс, описываемый отображением  $n$ -го порядка [14]:

$$h_k = f(h_{k-1}, \dots, h_{k-n}), k, n = 1, 2, \dots; t_k - t_{k-1} = \tau_{\Theta},$$

где  $f$  – некоторая нелинейная функция, определяющая плотность распределения вероятности (ПРВ) мгновенных значений последовательности.

Другим примером СП может служить марковский процесс  $X(t_k)$ , у которого область значений – непрерывное множество, а область определения – дискретное. Марковская  $n$ -мерная последовательность  $X_k = X(t_k)$  в дискретном времени описывается уравнением

$$X_{k+1} = \Phi_k(X_k, W_k, t_k),$$

где  $\Phi_k$  –  $n$ -мерная неслучайная вектор-функция своих аргументов;  $W_k(t_k)$  – взаимонезависимые выборки  $m$ -мерного случайного процесса с известными ПРВ.

Пример реализации случайной последовательности  $h(t)$  показан на рис. 6.6.

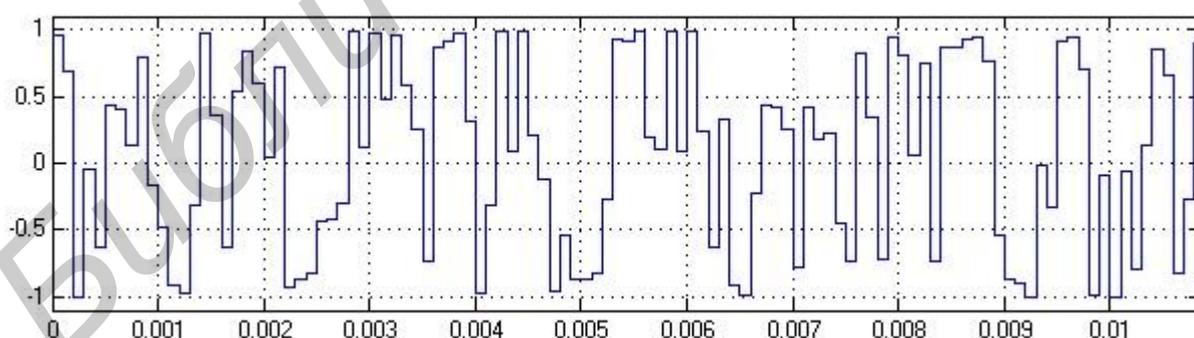


Рис. 6.6. Реализация случайной последовательности

Определим двумерную корреляционную функцию (ДКФ) случайной последовательности  $h(t)$  длительностью  $T$ :

$$\Psi(\tau, \Omega) = \int_0^T h(t)h(t - \tau) \exp(-j\Omega t) dt .$$

Модуль ДКФ, нормированной относительно энергии СП, представляет функцию неопределенности (ФН) последовательности.

Применительно к задачам радиолокации обычно рассматривают сечения ФН в области  $[\tau, \Omega]$  большой корреляции ( $|\tau| \sim \tau_k, \Omega \sim 0$ ), характеризующие разрешающую способность по дальности и скорости [14].

ДКФ двоичной случайной последовательности  $h(t)$  содержит регулярные компоненты в полосе  $|\tau| < \tau_{\Theta}$  на частотах  $f = kf_T, k = 1, 2, \dots, n, f_T = 1/\tau_{\Theta}$ . На рис. 6.7 приведен фрагмент модуля ДКФ, показывающий присутствие регулярных компонент на частотах  $\Omega = 2\pi f_T$  в полосе задержек  $|\tau| \leq \tau_{\Theta}$  при фиксированном значении  $T$  для случайной последовательности, представленной на рис. 6.6.

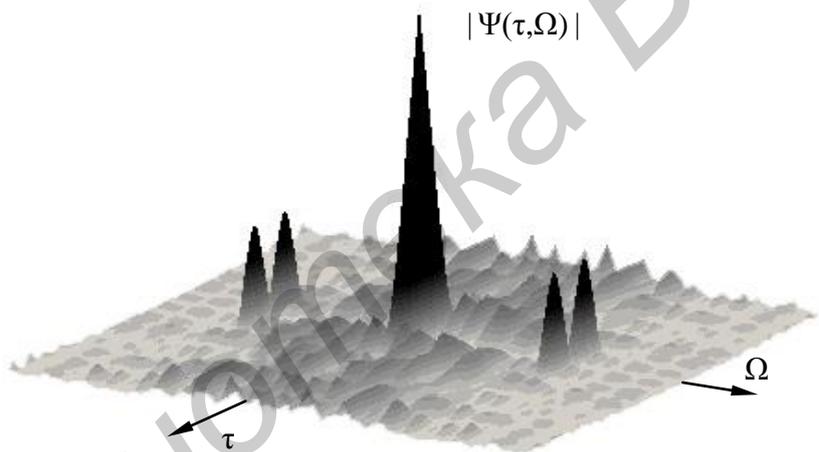


Рис. 6.7. Двумерная корреляционная функция

Уровень регулярных компонент в спектре произведения функции  $h(t)h(t - \tau)$  зависит от величины  $|\tau| < \tau_{\Theta}$  и от длительности  $T$  последовательности. Средняя мощность колебания на частоте  $kf_T$  определяется выражением

$$P_k(\tau) = \left[ \frac{\langle a^2 \rangle}{\pi k} \right]^2 \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi k \tau}{\tau_{\Theta}} \right), \quad |\tau| < \tau_{\Theta},$$

где  $\langle a^2 \rangle$  – средняя мощность СП, величина которой определяется плотностью распределения вероятности (ПРВ) случайной последовательности.

Для СП наибольшая мощность  $P_1$  колебаний тактовой частоты достигается при  $|\tau| = \tau_3/2$ . В случае двоичной СП средняя мощность  $P_1(\tau_3/2) = a^4/\pi^2$ . Если ПРВ является гауссовской с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2 = a^2$ , то  $\tau = \tau_3/2$  обеспечивается такая же средняя мощность колебаний тактовой частоты, как в случае двоичной СП.

Таким образом, при различных ПРВ можно получить требуемый уровень выделяемых регулярных компонент СП. При формировании СП с заданной ПРВ целесообразно использовать критерий минимизации информации Фишера:

$$I_{\Phi} = \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{d \ln W(h)}{dh} \right]^2 W(h) dh = \min_{W_{\Pi}(h)} .$$

При фиксированном значении  $\tau$  в области  $|\tau| \leq \tau_3$  помимо первой гармоники колебаний тактовой частоты выделяются компоненты на кратных частотах.

На рис. 6.8 приведена спектральная диаграмма процесса  $h(t)h(t-\tau)$  при  $\tau = \tau_3/2$ , представляющая сечение модуля ДКФ последовательности, представленной на рис. 6.6. Выделенные спектральные составляющие частоты и ее нечетных гармоник соответствуют спектру меандровой последовательности  $m(t)$ , содержащейся в СП<sub>1</sub>  $h_1(t) = h(t)h(t-\tau_3/2)$ .

В рассматриваемом случае справедливо представление

$$h(t)h(t-\tau_3/2) = m(t) + h_2(t), \quad (6.1)$$

где  $h_2(t)$  – случайная последовательность с тактовым интервалом  $\tau_3/2$ ;  $m(t)$  – меандровая последовательность.

Преобразование (6.1) может быть положено в основу построения обнаружителей СП и устройств тактовой синхронизации в каналах с помехами.

### 6.2.2.2. Обнаружение случайных последовательностей

Задача обнаружения СП сводится к обнаружению СП<sub>1</sub>  $h_1(t)$  в аддитивном шуме  $n_1(t)$ . После предварительного фильтра (ПФ) наблюдаемый процесс

$r(t) = h(t) + n(t)$  преобразуется в  $r_1(t) = r_1(t)r_1(t - \tau_{\Sigma}/2)$  с последующей фильтрацией компонент колебаний тактовой частоты СП.

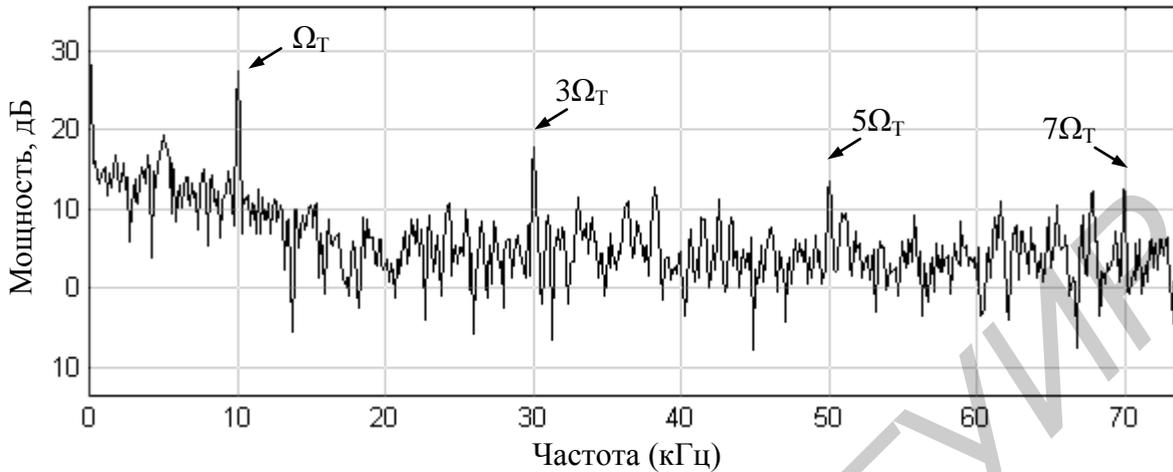


Рис. 6.8. Спектральная диаграмма процесса  $h(t)h(t - \tau)$

Упрощенный вариант автокорреляционного обнаружителя представлен на рис. 6.9. Узкополосный фильтр (УФ) настроен на тактовую частоту  $f_T = 1/\tau_{\Sigma}$  СП.

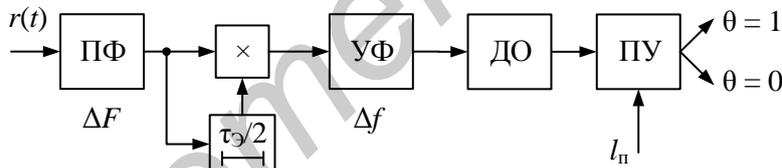


Рис. 6.9. Автокорреляционный обнаружитель

Полоса пропускания  $\Delta f$  УФ определяется требуемым временем накопления:  $\Delta f \approx 1/T$ . Детектор огибающей (ДО) и пороговое устройство (ПУ) с порогом  $I_{\Pi}$  обеспечивают в момент  $T$  принятие решения о наличии  $\theta^* = 1$  или отсутствии  $\theta^* = 0$  СП в наблюдаемом процессе.

Рассматривая меандровую последовательность как сигнал  $m(t - \tau)$  со случайной задержкой, равномерно распределенной в интервале  $|\tau| \leq \tau_{\Sigma}/2$ , оптимальный алгоритм обнаружения можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} \theta^* &= 1 \\ L^2 &\geq I_{\Pi}, \\ \theta^* &= 0 \end{aligned} \quad (6.2)$$

$$\text{где } L^2 = \left( \int_0^T r_1(t) \text{sign}[\cos(2\pi f_T t)] dt \right)^2 + \left( \int_0^T r_1(t) \text{sign}[\sin(2\pi f_T t)] dt \right)^2.$$

Структурная схема автокорреляционного обнаружителя СП с квадратурными каналами, соответствующая алгоритму (6.2), представлена на рис. 6.10. Генератор колебаний тактовой частоты (ГТЧ) и фазовращатель (ФВ) вырабатывают ортогональные колебания  $\sin(2\pi f_T t)$  и  $\cos(2\pi f_T t)$ , которые преобразуются в компараторах в меандровые последовательности  $m_C(t)$  и  $m_S(t)$ . Квадратурная обработка в этом случае обеспечивает накопление спектральных компонент преобразованной СП на тактовой частоте  $f_T$  и на частотах  $(2k-1) \cdot f_T$ ,  $k=1, 2, \dots$

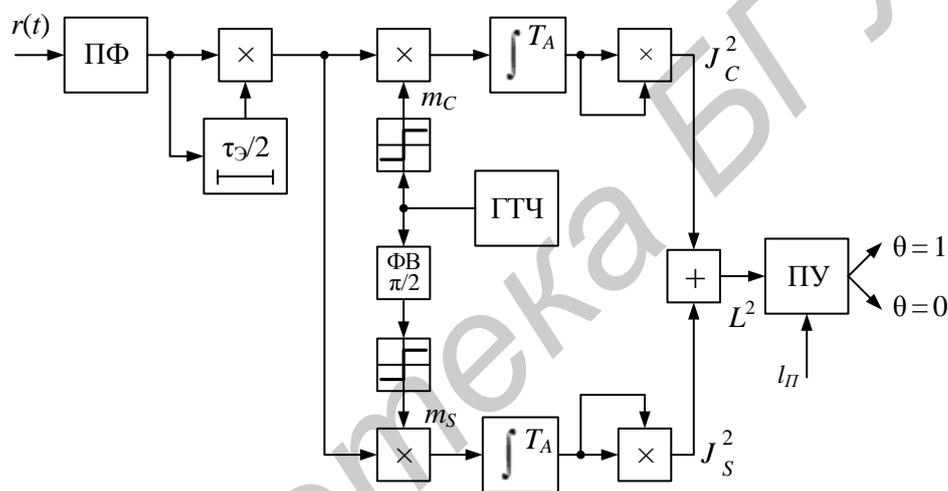


Рис. 6.10. Автокорреляционный обнаружитель СП с квадратурными каналами

Если ограничиться накоплением колебаний тактовой частоты, то в схеме исключаются компараторы *sign*. В этом случае схемы рис. 6.9 и 6.10 становятся эквивалентными.

Оценим качественные показатели обнаружителей СП. Для схемы рис. 6.10 отношение сигнал – шум на выходе узкополосного фильтра определяется выражением [20]

$$q_{\text{УФ}} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{q^2}{1+2q} \cdot \frac{\Delta F}{\Delta f},$$

где  $q$  – отношение сигнал – шум на выходе ПФ, имеющего полосу пропускания  $\Delta F$ . Полоса пропускания узкополосного фильтра  $\Delta f$  существенно меньше, чем  $\Delta F$ . Отношение  $\Delta F/\Delta f = T/\tau_{\Sigma} \gg 1$ , поэтому обнаружение СП возможно при относительно малых значениях  $q$ .

Известно, что при гауссовском шуме в схеме рис. 6.10 статистика  $L^2$  определяется гамма-распределением  $W(x, \alpha, \nu) = \alpha(\alpha x)^{\nu-1} \Gamma^{-1}(\nu)$  при  $\nu = 1$ ,  $x = L^2$  [13]. Анализ показывает, что в рассматриваемом случае вероятности ложной тревоги  $P_{ЛТ}$  и правильного обнаружения  $P_{ПО}$  определяются выражениями

$$P_{ЛТ} = \exp \left[ -\frac{l_{\Pi}}{a_m^2 \sigma_{\Pi}^4 \rho_{\Pi}^2(\tau) T^2} \right], \quad (6.3)$$

$$P_{ПО} = \exp \left[ -\frac{l_{\Pi}}{a_m^2 T^2 (a_m^4 + \sigma_{\Pi}^4 \rho_{\Pi}^2(\tau))} \right], \quad (6.4)$$

где  $a_m$  – амплитуда меандровой последовательности;  $\sigma_{\Pi}^2$  – средняя мощность шума на выходе автокорреляционного преобразователя;  $\sigma_{\Pi}^2 \rho_{\Pi}(\tau) = \langle n(t)n(t-\tau) \rangle$ ,  $\rho_{\Pi}(\tau)$  – коэффициент корреляции шума  $n(t)$  на выходе фильтра.

Соотношения (6.3), (6.4) сводятся к формуле

$$P_{ПО} = P_{ЛТ}^{\frac{1}{1+q_m^2}},$$

где  $q_m$  – отношение сигнал – шум на входе ПУ:

$$q_m = \frac{1}{4} \cdot \frac{q^2}{1+2q} \cdot \frac{T}{\tau_{\Sigma}}.$$

Таким образом, автокорреляционный обнаружитель с квадратурными каналами, представленный на рис. 6.10, обеспечивает более высокое качество по сравнению с автокорреляционным обнаружителем на рис. 6.9.

Характеристики обнаружения рассмотренных устройств и энергетическое обнаружение, включающего фильтр, квадратор, интегратор и пороговое

устройство, показаны на рис. 6.11 при заданной вероятности ложной тревоги  $P_{ЛТ} = 0,01$ .

Алгоритмы и устройства обнаружения СП, учитывающие указанные энергетически емкие компоненты ДКФ, обеспечивают при прочих равных условиях существенное снижение величины порогового отношения сигнал – шум с ростом эффективной базы  $B_{Э} = T/\tau_{Э}$  случайной последовательности.

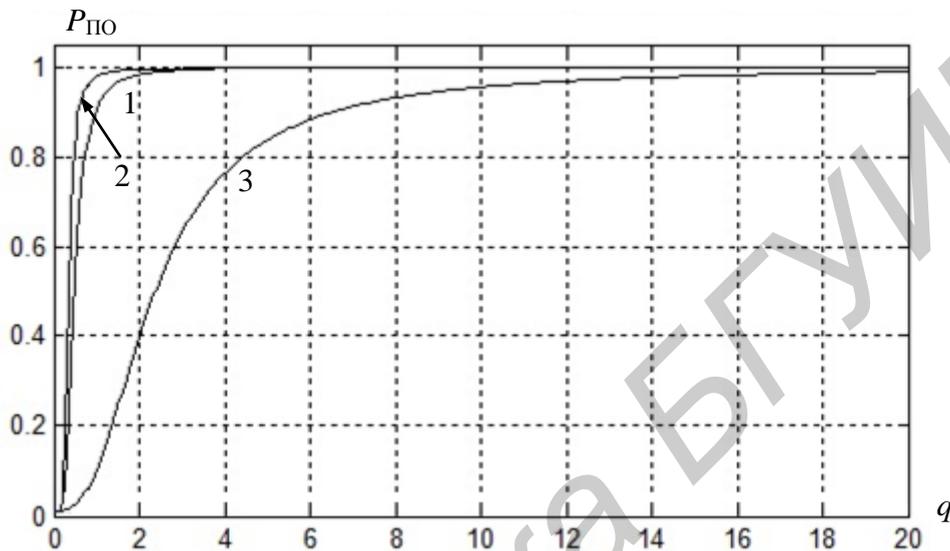


Рис. 6.11. Характеристики обнаружения:

- 1 – автокорреляционный обнаружитель; 2 – автокорреляционный обнаружитель с квадратурными каналами; 3 – энергетический обнаружитель

### 6.2.2.3. Квадратурный дискриминатор задержки псевдослучайной последовательности

Рассмотрим некогерентный прием ФМ ШПС [17]. Сигнал на входе приемного устройства представляется в виде суммы

$$r(t) = a_0 g(t - \tau) \cos(\omega_0 t + \beta) + y(t),$$

где  $\beta$  – неизвестная фаза принимаемого сигнала с плотностью распределения вероятности (ПРВ)

$$W(\beta) = \frac{1}{2\pi}, [0, 2\pi].$$

Для заданной ПРВ достаточная статистика описывается выражением

$$L^2(\tau) = J_C^2(\tau) + J_S^2(\tau).$$

В соответствии с критерием максимального правдоподобия оценка задержки  $\tau^*$  находится при решении дифференциального уравнения

$$\left. \frac{dL^2(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau^*} = 0.$$

Заменим операцию дифференцирования разрывной функции на конечное приращение:

$$\left. \frac{\Delta L^2(\tau)}{\Delta\tau} \right|_{\tau^*} = \frac{1}{\tau_{\Theta}} \left[ L^2\left(\tau^* + \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) - L^2\left(\tau^* - \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) \right],$$

где  $L^2\left(\tau^* + \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) \equiv J_C^2\left(\tau^* + \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) + J_S^2\left(\tau^* + \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right),$

$$L^2\left(\tau^* - \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) \equiv J_C^2\left(\tau^* - \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) + J_S^2\left(\tau^* - \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right),$$

$$J_C\left(\tau^* \pm \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) = g\left(t - \tau^* \pm \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) \int_{(k-1)\tau_{\Theta}}^{k\tau_{\Theta}} r(t) \cos(\omega_0 t) dt,$$

$$J_S\left(\tau^* \pm \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) = g\left(t - \tau^* \pm \frac{\tau_{\Theta}}{2}\right) \int_{(k-1)\tau_{\Theta}}^{k\tau_{\Theta}} r(t) \sin(\omega_0 t) dt.$$

Схема дискриминатора показана на рис. 6.12. На схеме используются обозначения: ФВ – фазовращатель, Инт – интегратор со сбросом, ГС – генератор сигнала, ПФ – трансверсальный фильтр, УЛЗ – управляемая линия задержки, ГТЧ – генератор тактовой частоты, РСОС – регистр сдвига с обратными связями.

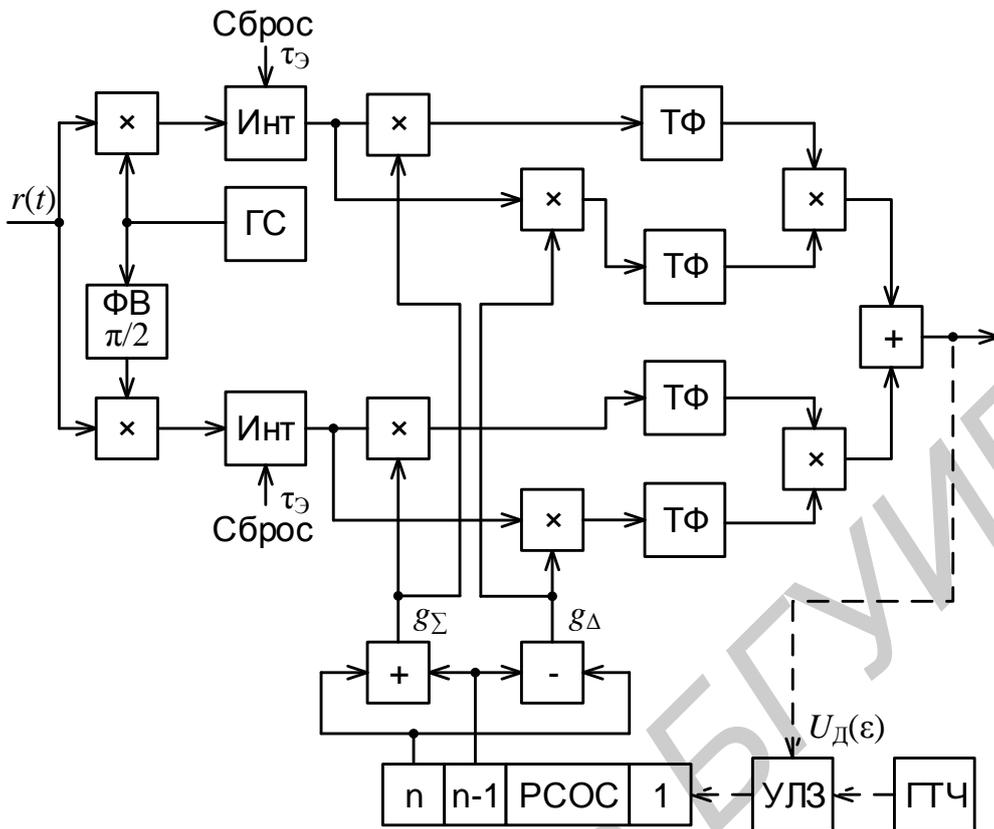


Рис. 6.12. Схема дискриминатора

На рис. 6.13 показана суммарная, разностная и результирующая дискриминационные характеристики схемы.

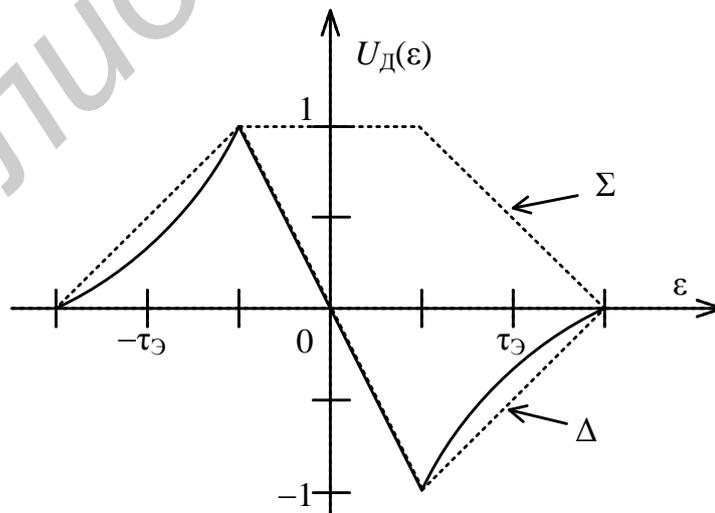


Рис. 6.13. Дискриминационная характеристика схемы

### 6.2.3. Кадровая синхронизация

Практически все потоки цифровых данных имеют некоторую кадровую структуру. Поэтому приемник должен иметь возможность синхронизироваться с кадровой структурой потока данных. Простейшим методом обеспечения кадровой синхронизации является введение маркера.

Маркер кадра – это последовательность бит, периодически вводимая передатчиком в поток данных. Приемник должен знать эту последовательность и период ее введения. Приемник, достигший синхронизации данных, сопоставляет эту известную последовательность с потоком поступающих данных в течение известного периода введения.

Преимуществом маркера кадра является его простота. Для маркера может быть достаточно даже одного бита, если перед принятием решения, находится ли система в состоянии кадровой синхронизации, было выполнено достаточное число корреляций. Основной недостаток в том, что данное достаточное число может быть очень большим, следовательно, большим может быть и время, требуемое для достижения синхронизации.

В системах с неустойчивыми передачами либо с необходимостью быстрого получения синхронизации используются синхронизирующие кодовые слова. Обычно такие кодовые слова передаются как часть заголовка сообщения. Хорошим синхронизирующим кодовым словом является то, которое имеет малое абсолютное значение «побочных максимумов корреляции». Примером последовательностей, имеющих минимальный уровень боковых лепестков автокорреляционной функции, являются коды Баркера и Уилларда, приведенные в табл. 6.1. Последовательности Уилларда имеют такую же длину, как и слова Баркера, но лучшие с точки зрения вероятности ложной синхронизации.

### 6.2.4. Сетевая синхронизация

Для систем, использующих методы когерентной модуляции, одностороннюю связь, такую как в широкополосных каналах, или одноканальную связь, оптимальный подход – возложить все задачи синхронизации на приемник. Для систем связи, использующих методы некогерентной модуляции, или систем, где множество пользователей получают доступ к одному центральному

узлу, например во многих системах спутниковой связи, функцию синхронизации полностью или частично возлагают на передающие устройства. Этот подход применим в системах, использующих множественный доступ с временным (time-division multiple access – TDMA) и частотным разделением (frequency-division multiple access – FDMA).

Таблица 6.1

$N$	Последовательности Баркера	Последовательности Уилларда
1	+	+
2	++ или +-	+ -
3	++-	++-
4	+++ - или +- - +	+ + - -
5	++++ - +	+ + - + -
7	+++ - - + -	+ + + - + - -
11	+++ - - - + - - + -	+ + + - + + - + - - -
13	++++ + - - + + - + - +	+ + + + + - - + - + - - -

### 6.2.5. Синхронизация в системах связи с расширением спектра.

#### Начальная синхронизация

Квазикогерентные алгоритмы приема обеспечивают поддержание режима синхронного слежения за синхропараметрами в течение всего сеанса связи. Однако до установления синхронного режима на приемной стороне необходимо решить задачу начальной синхронизации, возникающую из-за начальной неопределенности времени прихода сигнала и его частоты. Для квазикогерентной обработки ШПС требуется осуществить ввод следящих устройств в синхронизм с точностью, определяемой областью захвата устройств. Обычно область захвата меньше области неопределенности параметров сигнала, что предполагает поиск ШПС в области неопределенности.

Точность определения частоты и задержки принимаемого сигнала при поиске должна определяться соответствующими интервалами  $\Delta f_k$  и  $\Delta \tau_k$  корреляции сигнала, ограничивающими область захвата. Поэтому всю область неопределенности можно разделить на конечное число элементарных прямо-

угольных ячеек со сторонами  $\Delta f = 1/(2T)$  и  $\Delta \tau = 1/(2F)$ , где  $T$ ,  $F$  – длительность сигнала и ширина его спектра. Задача поиска сводится к распознаванию  $M$  сигналов. Число  $M$  определяется числом ячеек в области неопределенности (рис. 6.14). Оптимальным правилом распознавания, максимизирующим вероятность правильного решения, являются: вычисление корреляционных интегралов для всех  $M$  ожидаемых значений параметров и принятие решения по максимальному из них. Практическая реализация  $M$ -канального корреляционного различителя при  $M \gg 1$  требует значительных аппаратных затрат, поэтому применяют один или несколько каналов корреляторов с последовательным «просмотром» ячеек.

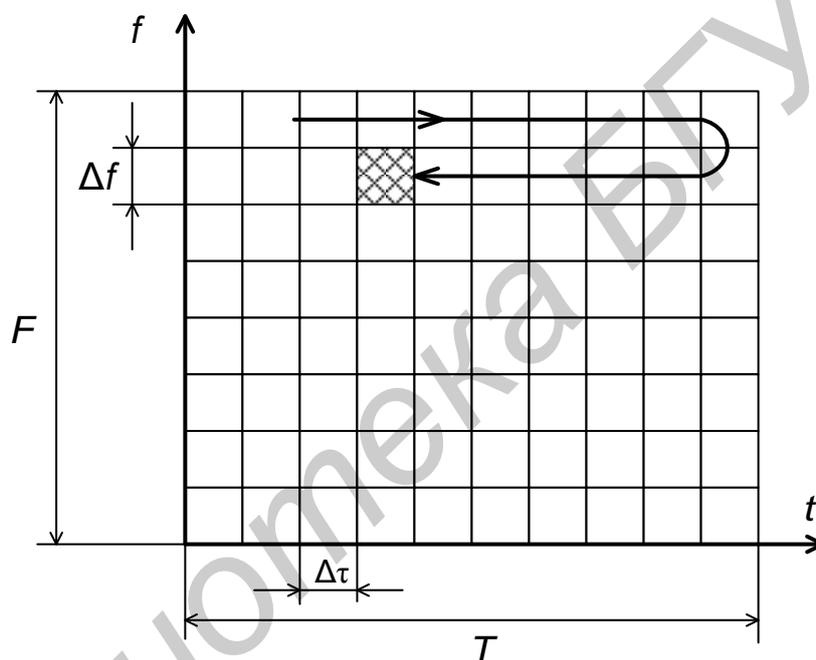


Рис. 6.14. Область неопределенности

При оптимизации устройств поиска исходят из критерия минимума времени поиска при заданной вероятности правильного обнаружения сигнала либо максимума этой вероятности при заданном времени поиска. Необходимо также учитывать ограничения аппаратных затрат.

Наиболее продолжительным является поиск по задержке. Простейшее устройство поиска по задержке строится на основе одноканальной схемы (рис. 6.15), содержащей генератор ПСП, перемножитель, ФНЧ, детектор (Д), решающее устройство (РУ). Для управления задержкой опорного сигнала в схему включены: устройство управления (УУ), счетчик (Сч), устройство ре-

жекции (УР). Генератор тактовых импульсов (ГТИ) вырабатывает последовательность, которая поступает на счетчик, определяющий число  $N$  тактов пребывания в заданной ячейке поиска. По истечении времени анализа  $T_A = N\tau_\Sigma$  счетчик заполняется и дает команду на УУ, которое вместе с УР режектирует требуемое число импульсов ГТИ, в результате чего ПСП меняет задержку. Время поиска в такой схеме зависит от ошибок, обусловленных поиском сигнала или ложной тревогой на каждом шаге поиска. Кроме того, время поиска определяется числом просматриваемых ячеек и временем анализа на каждом шаге.

Время, затрачиваемое на поиск ШПС с большой базой, оказывается весьма значительным, особенно при малых отношениях сигнал – шум на входе устройства. В связи с этим применяют различные процедуры, ускоряющие поиск ШПС по задержке. Сюда относятся процедуры с целеуказанием – многоэтапный поиск и поиск, основанный на использовании составных последовательностей. При многоэтапной процедуре время анализа на каждом этапе различное: вначале оно мало, что позволяет быстро, но с низким качеством осуществить просмотр зоны неопределенности; в тех ячейках, где произошло превышение порога обнаружения, на каждом следующем этапе осуществляется проверка с большим, чем на предыдущем временем анализа и т. д. Цикл заканчивается, если в одной из ячеек превышение порога фиксируется на всех этапах.

Составные последовательности представляют результат перемножения (суммирования по модулю два) нескольких коротких (с малой базой) ПСП. Организуя на приемной стороне поиск этих ПСП, можно оценить их задержки и по результату сформировать синхронизированную составную ПСП.

Для начальной синхронизации систем с ШПС могут использоваться специальные сигналы стартовой синхронизации. Путем соответствующего выбора таких сигналов обеспечивается малое время начальной синхронизации при относительно небольшом усложнении схемы, приведенной на рис. 6.15.

В случае ограничения пиковой мощности передатчика необходимо увеличивать продолжительность сигнала, чтобы обеспечить требуемую энергию. Здесь существенную роль играет структура сигнала, его автокорреляционная функция.

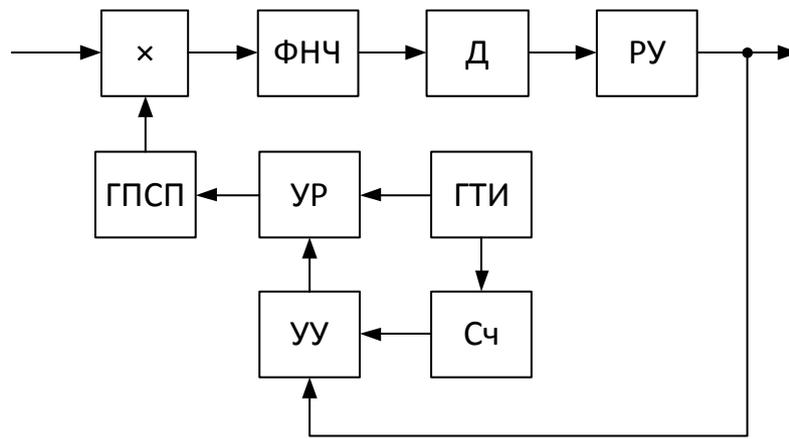


Рис. 6.15. Устройство поиска по задержке

Выбирая на каждом этапе из  $\log N$ , где  $N$  – число ячеек неопределенности по задержке, соответствующую автокорреляционную функцию стартового сигнала, можно достичь существенного сокращения ввода в синхронизм по сравнению с другими вариантами поиска. При этом аппаратные затраты сводятся к построению коррелятора, опорный сигнал которого меняет свою структуру от этапа к этапу с соответствующим изменением структуры передаваемого стартового сигнала. Характер изменения времени корреляции сигнала следует из оптимального закона.

### 6.3. Порядок выполнения работы

Перед началом выполнения изучить разд. 6.2 «Краткие теоретические сведения» настоящего пособия.

1. Собрать схему модели одноканального поиска сигнала по задержке, представленную на рис. 6.15, в среде моделирования Simulink пакета Matlab согласно варианту в табл. 6.2. В качестве ПСП использовать  $M$ -последовательность.

2. Выполнить моделирование устройства обнаружения скрытых периодичностей (см. рис. 6.10). Снять временные и спектральные диаграммы в контрольных точках схемы.

3. Собрать схему и выполнить моделирование квадратурного дискриминатора по задержке ПСП (см. рис. 6.12). Оценить качество работы дискриминатора при действии аддитивного белого гауссовского шума в канале.

Таблица 6.2

Вариант	$g(x)$	$g_0$	$\tau_{\text{Э}}$ , мс	$f_0$ , Гц	$F_d$ , кГц	$t_u$ , с
1	$x^6+x^4+x^3+x+1$	101101	10	1400	14	0.63
2	$x^6+x^5+1$	110001	20	700	7	1.26
3	$x^6+x^5+x^2+x+1$	100110	40	250	5	2.52
4	$x^6+x^5+x^3+x^2+1$	101101	5	1600	24	0.315
5	$x^6+x^5+x^4+x+1$	111101	20	500	5	1.26
6	$x^6+x+1$	010001	10	1e3	10	0.63

Здесь  $\tau_{\text{Э}}$  – длительность символа ПСП;  $F_d$  – частота дискретизации;  $g_0$  – начальное состояние регистров генератора ПСП;  $f_0$  – частота несущего колебания.

4. Собрать схему и выполнить моделирование демодулятора бинарного фазоманипулированного сигнала с использованием синфазно-квадратурной схемы Костаса (рис. 6.3). Построить временные диаграммы в контрольных точках схемы.

#### 6.4. Содержание отчета

1. Титульный лист.
2. Введение.
3. Теоретические сведения.
4. Схемы исследуемых моделей.
5. Осциллограммы и спектральные диаграммы в контрольных точках.
6. Заключение.

#### 6.5. Контрольные вопросы

1. Приведите виды синхронизации при построении когерентных систем цифровой связи.
2. Приведите примеры разомкнутых символьных синхронизаторов и поясните принципы их работы.

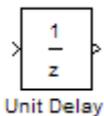
3. Особенность замкнутого синхронизатора с опережающим и запаздывающим стробированием.
4. Понятие двумерной корреляционной функции.
5. Поясните принцип работы квадратурного дискриминатора по задержке ПСП.

Библиотека БГУИР

## Описание блоков Simulink

К меню настроек блока можно перейти по двойному нажатию на него левой клавишей мыши. Более детальную информацию можно найти в разделе «Help» пакета Matlab.

### 1. Unit Delay – блок задержки

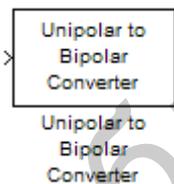


Блок задержки сигнала на один шаг модельного времени.

*Настройки блока:*

- начальное состояние элемента (Initial conditions), т. е. значение сигнала на выходе элемента задержки в момент начала моделирования;
- время выборки (Sample time) определяет интервал между двумя соседними отсчетами (значение «0» используется при моделировании непрерывных систем, а значение «-1» приводит к определению интервала дискретизации по предыдущему блоку).

### 2. Unipolar to Bipolar Converter – преобразователь однополярного сигнала в биполярный

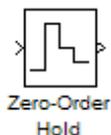


Данный блок преобразует однополярный сигнал с уровнями в диапазоне  $[0; M - 1]$  в биполярный с уровнями в диапазоне  $[-(M - 1); M - 1]$ .

*Настройки блока:*

- задание числа  $M$  ( $M$ -ary number) позволяет выбрать диапазон преобразования, все сигналы со значениями, не входящими в  $[0; M - 1]$ , наиболее вероятно будут неверно масштабированы;
- полярность (Polarity) позволяет определить, инвертируется ли сигнал при прохождении блока.

### 3. Zero-Order Hold – экстраполятор нулевого порядка



Блок фиксирует значение входного сигнала в начале интервала квантования и поддерживает на выходе это значение до окончания интервала квантования. Затем выходной сигнал изменяется скачком до величины входного сигнала на следующем шаге квантования.

*Настройки блока:*

- величина шага дискретизации выходного сигнала по времени (Sample time).

Пример использования блока Zero-Order Hold для формирования дискретного сигнала.

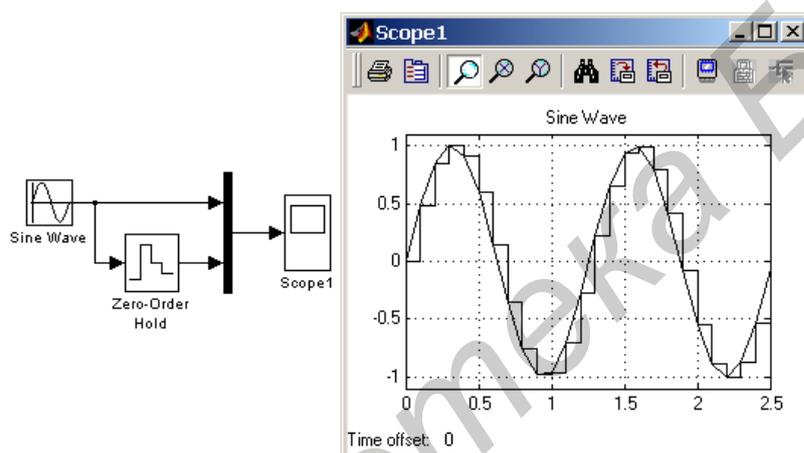


Рис. П.1.1. Пример использования блока Zero-Order Hold

### 4. Scope – осциллограф

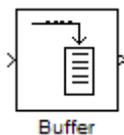


Данный блок выполняет функции осциллографа и отображает сигналы, генерируемые в процессе моделирования.

*Настройки блока:*

- в меню «Параметры» (Parameters), обозначенном символом , возможно изменение числа входных каналов (осей).

## 5. Buffer – буффер

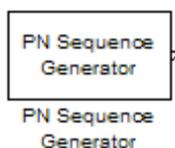


Буффер позволяет накапливать значения входного сигнала для вывода вектором выбранного размера.

*Настройки блока:*

- возможен выбор размера выходного вектора (Output buffer size);
- задание количества значений сигнала в перекрытии предыдущего выходного вектора последующим (Buffer overlap);
- определение начального состояния буфера (Initial conditions).

## 6. PN Sequence Generator – генератор ПСП



Генератор ПСП по заданному полиному позволяет получить на выходе псевдослучайную последовательность, для формирования которой используется линейный регистр сдвига с обратной связью.

*Настройки блока:*

- задание генераторного полинома (Generator polynomial), используемого в регистре сдвига (значения вектора вводятся через пробел);
- возможно изменение начального состояния регистров (Initial conditions);
- изменение времени выборки (Sample time).

## 7. Uniform Random Number – генератор случайной последовательности

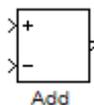


Блок формирует случайный сигнал с равномерным распределением.

*Настройки блока:*

- определение минимального уровня сигнала (Minimum);
- определение максимального уровня сигнала (Maximum);
- выбор начального уровня сигнала (Initial seed);
- изменение времени выборки (Sample time).

## 8. Add – сумматор

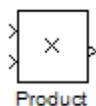


Блок складывает или вычитает входные сигналы. Для задания количества и типа операций введите последовательность символов «+» или «-» в настройках. Например, последовательность «++-+-» создает блок с операцией сложения на входах 1, 2 и 4 и операцией вычитания на входах 3 и 5. При введении числа вместо последовательности создается блок с выбранным количеством входов и операцией сложения по каждому входу.

*Настройки блока:*

- выбор подходящей формы блока (Icon shape);
- определение количества и типа операций (List of signs);
- изменение времени выборки (Sample time).

## 9. Product – умножитель



Блок умножает или делит входные сигналы. Для задания количества и типа операций введите последовательность символов «\*» или «/» в настройках. Например, последовательность «\*/\*///» создает блок с операцией умножения на входах 1 и 3 и операцией деления на входах 2, 4 и 5. При введении числа вместо последовательности создается блок с выбранным количеством входов и операцией умножения по каждому входу.

*Настройки блока:*

- определение количества и типа операций (Number of inputs);
- изменение времени выборки (Sample time).

## 10. Gain – усилитель

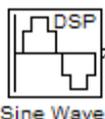


Блок усиления с заданным коэффициентом.

*Настройки блока:*

- выбор коэффициента усиления (Gain);
- изменение времени выборки (Sample time).

## 11. Sine Wave – генератор колебаний синусоидальной формы

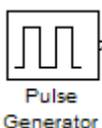


Блок генерирует непрерывный или дискретный синусоидальный сигнал.

*Настройки блока:*

- определение амплитуды выходного сигнала (Amplitude);
- определение частоты выходного сигнала (Frequency);
- определение начальной фазы выходного сигнала (Phase offset);
- переключение между последовательным и дискретным режимом (Sample mode);
- изменение времени выборки (Sample time).
- выбор числа формируемых за один шаг модельного времени отсчетов сигнала (Samples per frame).

## 12. Pulse Generator – генератор прямоугольной периодической последовательности



Блок формирует прямоугольные импульсы в реальном времени или дискретном виде.

*Настройки блока:*

- переключение между режимами отображения выходного сигнала: в реальном времени или дискретном виде (Pulse type);
- определение амплитуды выходного сигнала (Amplitude);
- определение периода выходного сигнала (Period);
- выбор ширины импульса в процентах от периода (Pulse Width);
- определение задержки фазы выходного сигнала (Phase delay);
- изменение времени выборки (Sample time).

## 13. Mux – мультиплексор



Блок объединяет скалярные сигналы в векторы.

*Настройки блока:*

- возможно изменение числа входов (Number of inputs);
- изменение способа отображения (Display option).

#### 14. Demux – демультиплексор

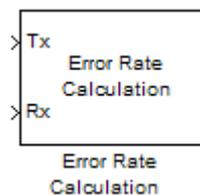


Блок разделяет сигналы-векторы на меньшие по размеру векторы или скалярные сигналы.

*Настройки блока:*

- возможно изменение числа выводов (Number of outputs);
- изменение способа отображения (Display option);
- включение режима разделения данных из шины (Bus selection mode).

#### 15. Error Rate – вычислитель ошибок

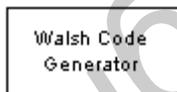


Блок вычисления количества ошибочных символов принятых данных (Rx) относительно переданных (Tx).

*Настройки блока:*

- установка времени задержки на приемной стороне (Receive delay);
- задержка начала запуска вычисления (Computation delay).

#### 16. Walsh Code Generator – генератор функций Уолша (ГФУ)



ГФУ формирует двоичную биполярную  $\{\pm 1\}$  последовательность функций Уолша.

*Настройки блока:*

- длина кода  $N$  (Code length) определяет количество символов формируемой последовательности на период повторения;
- индекс кода (Code index) определяет номер формируемой последовательности в диапазоне  $[0, N-1]$ ;

- время выборки (Sample time) определяет интервал между двумя соседними отсчетами (значение «0» используется при моделировании непрерывных систем, а значение «-1» приводит к определению интервала дискретизации по предыдущему блоку).

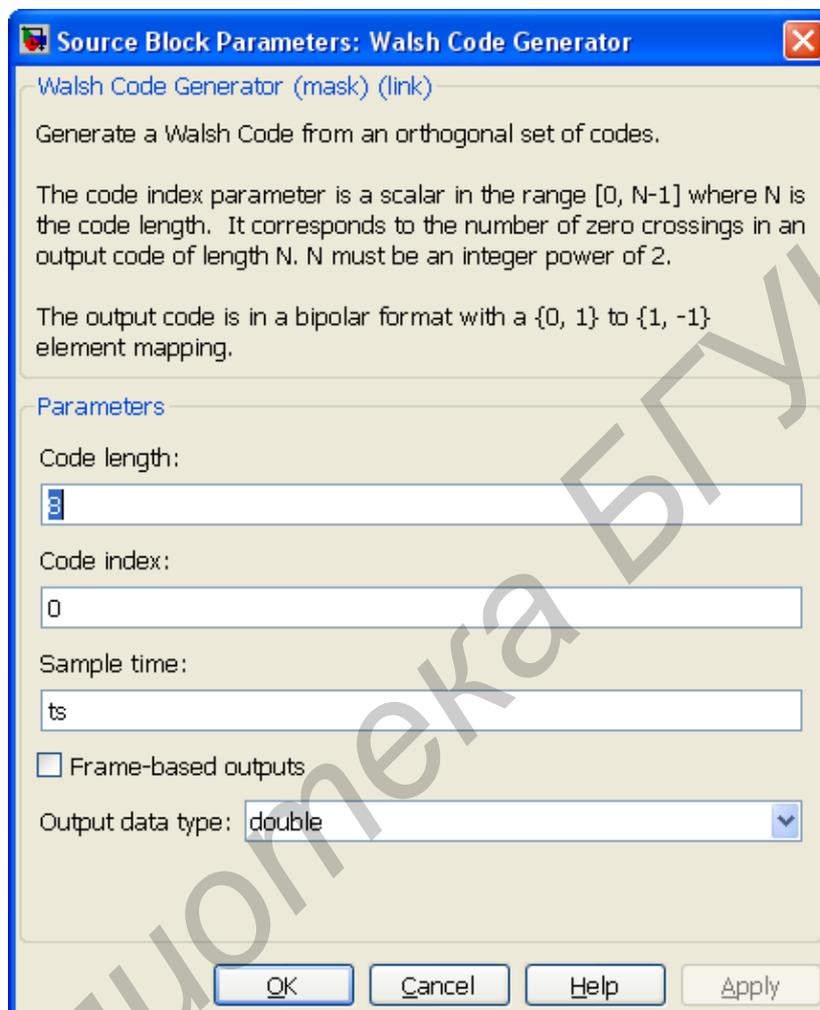


Рис. П.1.2. Параметры блока Walsh Code Generator

**Функции для реализации блоков моделей Simulink**

```

%Функция формирования ансамбля ЧКП
function seq = get_chkp(Index,Len)
    N = nextpow2(Len);
    Inf = dec2bin(Index,N);
    Inf = Inf(end:-1:1);
    seq = [1 1];
    if Inf(1) == '1'
        seq(2) = -1;
    end
    for i=2:N
        fh = seq(1:length(seq)/2);
        sh = seq(length(seq)/2+1:length(seq));
        if Inf(i) == '0'
            seq = [seq fh -sh];
        else
            seq = [seq -fh sh];
        end
    end
end
return

%Функция формирования положения импульсной помехи на интервале
группирования
function y = fcn(u)
    N = 8;
    A = zeros(1,N)';
    for i =1:u
        R = round(1 + rand(1,1)*(N-1));
        A(R) = 1;
    end
    y = A;

%Функция формирования информационного сообщения
function y = convert(u)

if mod(sum(u),2) == 0
    u(length(u)) = mod(u(length(u))+1,2);
end

y = u;

%Функция формирования 2ФМ с ППРЧ
function [Xt,Xsin,Sin,iF,signX,Xout] =
Source(iTau,Nfh,Tfh,f,dpskEN,Phase,delPh)
persistent SpreV;
persistent Xdiff;

```

```

persistent i_Nfh;
persistent i_Tfh;
persistent i_ph;

Nframe = 1000;

if isempty(i_Tfh)
    i_Tfh = 0;
    i_Nfh = 0;
    i_ph = 1;
    beta = Phase(i_Nfh+1)+i_ph*delPh(i_Nfh+1);
    signX = sign(rand(1,1) - 0.5);
    Xout = signX;
    Xdiff = signX;
    Xt = kron(Xout,ones(Nframe,1));
    fcur = f(i_Nfh+1);
    t = linspace(0,2*pi*(fcur-fcur/Nframe),Nframe) + beta;
    Yt = sin(t)';
    SpreV = Yt.*Xt;
else
    i_Tfh = i_Tfh + 1;
    i_ph = i_ph+1;
    if (i_Tfh == Tfh)
        i_Nfh = mod(i_Nfh+1,Nfh);
        i_Tfh = 0;
    end
end
beta = Phase(i_Nfh+1)+i_ph*delPh(i_Nfh+1);
signX = sign(rand(1,1) - 0.5);
Xout = signX;
if(dpskEN == 1)
    Xout = Xout.*Xdiff;
    Xdiff = Xout;
end
Xt = kron(Xout,ones(Nframe,1));
fcur = f(i_Nfh+1);
t = linspace(0,2*pi*(fcur-fcur/Nframe),Nframe) + beta;
Yt = sin(t)';
Scur = Yt.*Xt;
Sin = Yt;
Y = ones(Nframe,1);
Y(1:iTau) = SpreV(1:iTau);
Sprev = Scur;
Y(iTau+1:Nframe) = Scur(iTau+1:Nframe);
Xsin = Y;
iF = i_Nfh;

%Функция реализации трансверсального фильтра
function y = tFilter(u, EN, N)
persistent buff;
persistent i;

```

```
if N > 100000
    N = 100000;
end
if isempty(buff)
    buff = zeros(1,N);
    i = 1;
end
if EN == 1
    buff(i) = u;
    i = i+1;
    if i == N + 1
        i = 1;
    end
    y = sum(buff)/N;
else
    y = 0;
end
```

Библиотека БГУИР

## ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев; под ред. В. И. Борисова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : РадиоСофт, 2008. – 512 с.
2. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов [и др.]; под ред. В. И. Борисова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : РадиоСофт, 2011. – 550 с.
3. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход / В. И. Борисов, В. М. Зинчук: 2-е изд., испр. – М. : РадиоСофт, 2008. – 260 с.
4. Чердынцев, В. А. Системы передачи информации с расширением спектра сигналов: учеб.-метод. пособие / В. А. Чердынцев, В. В. Дубровский. – Минск : БГУИР, 2009. – 130 с.
5. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ. – 2-е изд., испр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
6. Ипатов, В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / В. П. Ипатов. – М. : Техносфера, 2007. – 408 с.
7. Чердынцев, В. А. Сигнал с параллельной структурой: способ формирования и демодуляции / В. А. Чердынцев, А. В. Варвашеня // Изв. Белорус. инж. академии. – 2005. – №1(20) – С. 69 – 73.
8. Карпушкин, Э. М. Радиотехнические системы: учеб.-метод. пособие / Э. М. Карпушкин. – Минск : БГУИР, 2011. – 95 с.
9. Чердынцев, В. А. Двумерные корреляционные функции и обнаружение случайных последовательностей / В. А. Чердынцев, А. В. Мартинович // Доклады БГУИР. – 2010. – №3 (49). – С. 40 – 45.
10. Чердынцев, В. А. Формирование и обработка сигналов с амплитудным уплотнением в системах цифровой радиосвязи / В. А. Чердынцев, А. В. Мартинович, И. И. Скиб // Доклады БГУИР. – 2011. – №4 (58). – С. 12 – 17.
11. Устройство приема и обработки фазоманипулированных сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: пат. 9055 Республики Беларусь на полезную модель / В. А. Чердынцев, А. В. Мартинович, Е. Л. Крейдик,

И. И. Скиб ; заявитель учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники». – №и 20120648; заявл. 28.06.12, опубл. 28.02.13 // Афіцыйны бюл. / Нац. цэнтр інтэлект. уласнасці. – 2013. – №1 (90). – С. 216.

12. Мартинович, А. В. Системы радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты фазоманипулированных сигналов / А. В. Мартинович, И. И. Скиб, В. А. Чердынцев // Доклады БГУИР. – 2012. – №1 (63) С. 10 – 16.

13. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. В 3 т. Т. 3: Обработка сигналов в радио- и гидролокации и прием случайных гауссовских сигналов на фоне помех / Г. Ван Трис; пер. с англ. В. В. Липьяйна; под ред. В. Т. Горяинова. – М. : Сов. радио, 1977. – 664 с.

14. Дмитриев, А. С. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи / А. С. Дмитриев, А. И. Панас. – М. : Изд. физ-мат. литературы, 2002. – 252 с.

15. Чердынцев, В. А. О помехоустойчивости автокорреляционного приемника псевдослучайных сигналов / В. А. Чердынцев, Р. Г. Ходасевич // Радиотехника и электроника. – 1975. – Т. XX.

16. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер; пер. с англ.; под ред. В. В. Маркова. – М. : Связь, 1979. – 592 с.

17. Апорович, А. Ф. Радиотехнические системы передачи информации / А. Ф. Апорович, В. А. Чердынцев. – Минск : Выш. шк., 1985. – 214 с.

18. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. Г. И. Тузов [и др.]; под ред. Г. И. Тузова. – М. : Радио и связь, 1985. – 264 с.

19. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 385 с.

20. Чердынцев, В. А. Статистическая теория совмещенных радиотехнических систем / В. А. Чердынцев. – Минск : Выш. шк., 1980. – 421 с.

21. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М. : Радио и связь, 1989. – 656 с.

Св. план 2013, резерв

*Учебное издание*

**Чердынцев Валерий Аркадьевич  
Мартинovich Алексей Васильевич**

**АЛГОРИТМЫ И УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ  
И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

*ПОСОБИЕ*

Редактор *М. А. Зайцева*  
Корректор *Е. Н. Батурчик*  
Компьютерная правка, оригинал-макет *Е. Г. Бабичева*

Подписано в печать 21.02.2014. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 8,6. Уч.-изд. л. 8,4. Тираж 150 экз. Заказ 253.

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