

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

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ. ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

В двух частях

Часть 1

Э. М. Карпушкин, М. И. Крючков, А. С. Лопатченко

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия
для специальностей 1-39 01 02 «Радиоэлектронные системы»,
1-39 01 04 «Радиоэлектронная защита информации»*

Минск БГУИР 2016

УДК 621.396.9(075.8)
ББК 32.841я73
Р15

Рецензенты:

кафедра радиолокации и приемопередающих устройств
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»
(протокол № 29 от 11.06.2015);

ведущий научный сотрудник НПО «ОКБ ТСП»,
кандидат технических наук, доцент И. Н. Давыденко

Радиосистемы передачи информации. Лабораторный практикум.
Р15 В 2 ч. Ч. 1 : учеб.-метод. пособие / Э. М. Карпушкин, М. И. Крючков,
А. С. Лопатченко. – Минск : БГУИР, 2016. – 64 с. : ил.
ISBN 978-985-543-218-1 (ч. 1).

Состоит из трех лабораторных работ и предназначено для получения практических навыков при изучении радиосистем передачи цифровой информации. В частности, исследуются потенциальные возможности побитного и посимвольного методов передачи цифровой информации, изучаются принципы построения радиосистем передачи цифровой информации с расширенным спектром путем прямой псевдослучайной последовательности, изучаются потенциальные возможности многоканальных систем передачи информации с кодовым комбинационным (нелинейным) уплотнением канальных сигналов, осваивается методика оценки помехоустойчивости систем передачи информации в условиях действия гауссовой и негауссовой помех.

УДК 621.396.9(075.8)
ББК 32.841я73

ISBN 978-985-543-218-1 (ч. 1)
ISBN 978-985-543-217-4

© Карпушкин Э. М., Крючков М. И.,
Лопатченко А. С., 2016
© УО «Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники», 2016

Содержание

Лабораторная работа №1. Исследование широкополосной системы посимвольной передачи цифровой информации.....	5
1.1. Краткие теоретические сведения	5
1.1.1. Посимвольная передача цифровой информации.....	5
1.1.2. Основные характеристики М-последовательностей.....	6
1.1.3. Описание радиомодема ШМР-16.....	12
1.2. Структура лабораторной установки.....	21
1.3. Порядок выполнения лабораторной работы	21
1.3.1. Лабораторное задание	21
1.3.2. Выполнение лабораторной работы	21
1.4. Содержание отчета	24
1.5. Контрольные вопросы	25
Лабораторная работа №2. Исследование широкополосной системы побитной передачи цифровой информации.....	26
2.1. Краткие теоретические сведения	26
2.1.1. Методы расширения спектра.....	26
2.1.2. Структурные схемы радиосистем передачи цифровой информации с ПС-сигналами	32
2.1.3. Преимущества РС ПИ с расширенным спектром	34
2.2. Структура лабораторного макета	35
2.3. Порядок выполнения лабораторной работы	39
2.3.1. Лабораторное задание	39
2.3.2. Выполнение лабораторной работы	40
2.4. Содержание отчета	40
2.5. Контрольные вопросы	40
Лабораторная работа №3. Исследование многоканальной системы передачи информации с кодовым комбинационным уплотнением.....	42
3.1. Краткие теоретические сведения	42
3.1.1. Классификация систем передачи информации, использующих единый ресурс.....	42
3.1.2. Многоканальные системы передачи информации с кодовым уплотнением канальных сигналов.....	46
3.1.3. Выбор ансамбля опорных функций в многоканальных системах передачи информации с кодовым уплотнением.....	47
3.2. Структурная схема многоканальной радиосистемы передачи информации с кодовым комбинационным уплотнением	49
3.3. Описание лабораторного макета	51
3.4. Порядок выполнения лабораторной работы	56
3.4.1. Лабораторное задание	56
3.4.2. Выполнение лабораторной работы	56
3.5. Содержание отчета	56

3.6. Контрольные вопросы.....	57
Приложение. Основные операторы компьютерного моделирования.....	58
Перечень сокращений	63
Список использованных источников.....	64

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №1

Исследование широкополосной системы посимвольной передачи цифровой информации

Цель работы:

1. Ознакомиться с посимвольной передачей цифровой информации.
2. Ознакомиться с радиомодемом ШМР-16 широкополосной системы связи.
3. Исследовать потенциальные возможности модема и оценить помехоустойчивость системы в каналах с гауссовым и негауссовым шумами.

1.1. Краткие теоретические сведения

1.1.1. Посимвольная передача цифровой информации

В исследуемом радиомодеме ШМР-16 применена посимвольная передача цифровой информации. При объединении нескольких цифровых бит в символ возрастает энергия информационного сигнала и, следовательно, можно повысить помехоустойчивость приема такого сигнала: $E_c = P_c \cdot T_c = P_c \cdot T_b n$, где E_c – энергия сигнала, P_c – мощность сигнала, T_c – длительность символа, T_b – длительность бита цифровой информации, n – количество бит в символе. Реализовать посимвольную передачу цифровой информации можно как с помощью простых, так и сложных сигналов. Среди простых сигналов наилучший вариант получается с помощью многофазных сигналов. Каждому символу соответствует своя фаза φ_i , поэтому количество фаз (символов) равно $m = 2^n$. При этом коэффициент различения фаз равен $\rho = \cos \Delta\varphi$, где $\Delta\varphi = 2\pi/m$.

Вероятность ошибочного приема одного бита цифровой информации при когерентной обработке такого сигнала можно оценить следующим выражением:

$$P_{\text{ош}} = 1/n [1 - \Phi \{ \sqrt{q(1 - \cos \Delta\varphi)} \}], \quad (1.1)$$

где $\Phi(X)$ – интеграл вероятности; q – входное отношение сигнал/шум по мощности.

В радиомодеме посимвольная передача цифровой информации осуществляется с помощью ансамбля псевдослучайных последовательностей (ПСП) на основе M -последовательностей значностью $N = 127$. Количество бит в символе $n = 8$. Следовательно, информационный сигнал – широкополосный, полоса которого в N/n раз больше информационного сообщения. Отсюда вытекают и все достоинства систем с широкополосными сигналами (ШПС) при посимвольной передаче цифровой информации:

- повышенная помехоустойчивость;
- возможность обеспечения высокой помехозащищенности;
- возможность обеспечения энергетической и структурной скрытности передаваемой информации;

- возможность борьбы с замиранием и многолучевостью.

Вероятность ошибочного приема одного бита цифровой информации при посимвольной передаче с помощью ансамбля псевдослучайных сигналов на фоне белого шума можно оценить следующими выражениями:

$$P_{\text{ош}} = (m - 1)/n [1 - \Phi(\sqrt{qB(1 - \rho)})], \text{ обработка когерентная}; \quad (1.2)$$

$$P_{\text{ош}} = (m - 1)/n \exp\{- (1 - \rho)qB/4\}, \text{ обработка некогерентная}, \quad (1.3)$$

где B – база ПСП; ρ – коэффициент взаимной корреляции между ПСП в ансамбле; q – входное отношение сигнал/шум по мощности.

1.1.2. Основные характеристики М-последовательностей

М-последовательности – это класс линейных рекуррентных последовательностей (ЛРП) максимального периода (отсюда и название М – максимальное) с основанием $P = 2$, удовлетворяющий рекуррентному правилу [3, 4]

$$a_i = c_1 a_{i-1} + c_2 a_{i-2} + \dots + c_n a_{i-n}, \quad (1.4)$$

где $c_i \in \{0, 1\}$; n – порядок, определяющий память последовательности; $a_i \in \{0, 1\}$ – умножение логическое, а сложение – по модулю 2.

Задаваясь начальной комбинацией из n бит по правилу (1.4), можно формировать М-последовательность. ЛРП описываются полиномами n степени вида

$$c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots + c_n x^n = 0. \quad (1.5)$$

М-последовательность порядка n как последовательность максимального периода описывается неприводимым и примитивным полиномом степени n из всех заданных выражением (1.5). Количество ненулевых коэффициентов c_i в полиноме, за исключением $c_0 = 1$, определяет количество символов n -значной комбинации, участвующих в формировании по правилу (1.4), причем число их всегда четное. Например, неприводимый и примитивный полином $x^3 + x^2 + 1 = 0$ описывает М-последовательность порядка $n = 3$ и рекуррентное правило формирования символов имеет вид

$$a_i = a_{i-2} + a_{i-3}. \quad (1.6)$$

На рис. 1.1 приведена структура генераторов М-последовательностей порядков 3 по правилу (1.6). В качестве n -разрядной памяти используются регистры сдвига, управляемые генераторами тактовых импульсов (ГТИ).

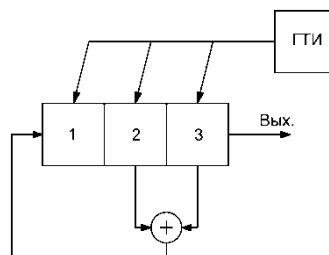


Рис. 1.1. Структура генераторов М-последовательностей

Значность N (количество бит a_i в одном периоде М-последовательности) зависит от порядка n и определяется формулой

$$N = 2^n - 1. \quad (1.7)$$

На рис. 1.2 демонстрируется формирование М-последовательности значностью $N = 7$. Двоичные символы, расположенные столбцами справа от линии, являются символами М-последовательности, сформированными на выходе генератора при начальной комбинации 111.

0 такт	111	
1 такт	011	1
2 такт	001	1
3 такт	100	1
4 такт	010	0
5 такт	101	0
6 такт	110	1
7 такт	111	0

Рис. 1.2. Формирование М-последовательности

При построении генератора М-последовательности необходимо учесть, что запрещенной начальной комбинацией в регистре сдвига является комбинация из всех нулей. Генератор М-последовательности позволяет формировать как периодическую, так и одиночную последовательность.

Иногда при анализе свойств М-последовательности удобно представлять $a_i \in \{-1, 1\}$.

В этом случае рекуррентная формула (1.6) примет вид

$$a_i = a_{i-2} \cdot a_{i-3},$$

где умножение – алгебраическое.

Рассмотрим основные структурные и спектрально-корреляционные свойства М-последовательности:

1. В периоде последовательности число бит 1 отличается от числа бит 0 на единицу.
2. В периоде последовательности содержатся все n -значные комбинации двоичного кода, кроме нулевой.
3. В периоде последовательности из общего числа 2^{n-1} серий 2^{n-2} содержат один символ, 2^{n-3} – два символа, 2^{n-4} – три символа и т. д., пока это число не станет равным 1.

4. При суммировании по модулю 2 любой M-последовательности с ее циклическим сдвигом меньше периода получается та же M-последовательность, но с другим циклическим сдвигом. Например, при сложении последовательности (см. рис. 1.2) с ее циклическим сдвигом на два символа вправо получим последовательность, которая отличается от первоначальной циклическим сдвигом на три символа вправо. Данное свойство является определяющим при анализе корреляционных характеристик периодической M-последовательности.

$$\begin{array}{r} 1110010 \\ + 1011100 \\ \hline 0101110 \end{array} \quad (1.8)$$

5. Количество M-последовательностей одной значности определяется выражением

$$z = \frac{\varphi(2^n - 1)}{n}, \quad (1.9)$$

где $\varphi(x)$ – фи-функция Эйлера, равна количеству целых положительных чисел, включая единицу, меньших x и взаимно простых с x . Причем, если x – простое число, то $\varphi(x) = x - 1$. Например, при $2^n - 1 = 15$ x принимает значения 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14 и $\varphi(15) = 8$ (взаимно простые числа с числом 15 подчеркнуты). В табл. 1.1 даны значения z для M-последовательностей различных порядков.

Таблица 1.1

Значения z для M-последовательностей

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
z	1	2	2	6	6	18	6	48	60	176	144	630	756	1800

В [7] приведены таблицы порождающих полиномов M-последовательностей.

6. АКФ одиночной M-последовательности.

Основным показателем корреляционных свойств одиночных последовательностей является уровень максимальных остатков АКФ. АКФ M-последовательности – сложная функция времени и в общем виде может быть записана следующим образом:

$$R(k\tau_0 + \varepsilon) = \left(1 - \frac{|\varepsilon|}{\tau_0}\right) \sum_{i=1}^{N-k} a_i \cdot a_{i+k} + \frac{|\varepsilon|}{\tau_0} \sum_{i=1}^{N-k-1} a_i \cdot a_{i+k+1}, \quad (1.10)$$

где $0 \leq k \leq (N-1)$, $0 \leq \varepsilon \leq \tau_0$, $a_i \in \{1, -1\}$, $k\tau_0 + \varepsilon = \tau$.

Анализ нормированных АКФ М-последовательностей различных значностей N с различными циклическими сдвигами показывает, что модуль максимального бокового остатка не превышает величины $\frac{1,25}{\sqrt{N}}$, т. е.

$$|\rho(\tau)| \leq \frac{1,25}{\sqrt{N}}, \text{ при } |\tau| \geq \tau_0. \quad (1.11)$$

Среди последовательностей одной значности N , сформированных по одному полиному, но при разных начальных комбинациях (различные циклические сдвиги), существуют последовательности с минимальным уровнем модуля максимального остатка АКФ, которые называются минимаксные.

На рис. 1.3 приведены нормированные АКФ одиночных М-последовательностей значностей 7 (*a* и *b*) и 15 (*в*), причем АКФ (*a*) принадлежит минимаксной М-последовательности.

7. АКФ периодической М-последовательности.

АКФ любой периодической М-последовательности (свойство пункта 4), является периодической функцией с тем же периодом, что и М-последовательность, и в пределах одного периода $N\tau_0$ определяется выражением

$$\rho_{II}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\tau_0} \left(1 + \frac{1}{N}\right), & |\tau| \leq \tau_0, \\ -\frac{1}{N}, & \tau_0 \leq |\tau| \leq (N-1)\tau_0. \end{cases} \quad (1.12)$$

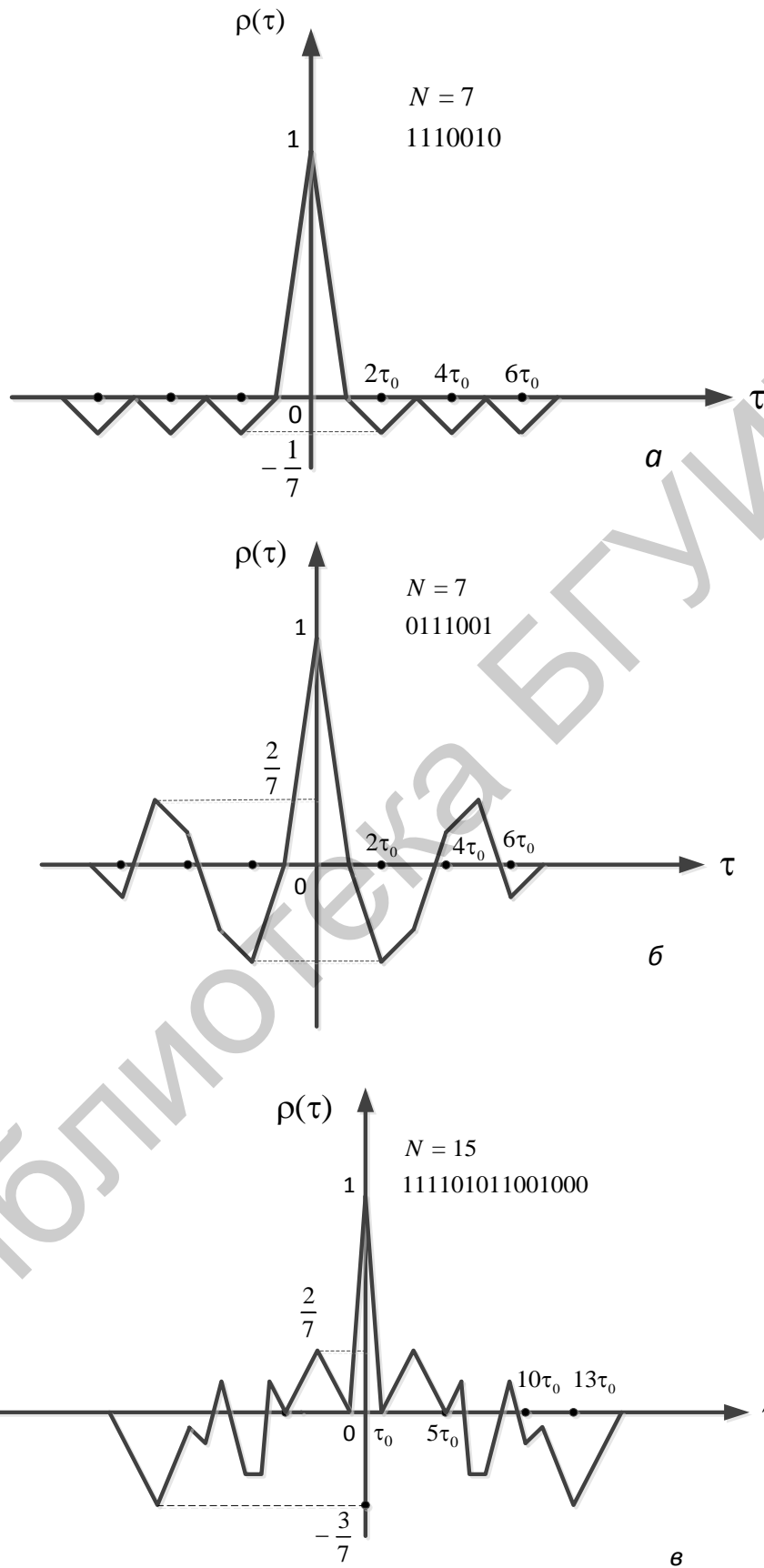


Рис. 1.3. АКФ одиночных M-последовательностей

На рис. 1.4 приведена нормированная АКФ периодической М-последовательности.

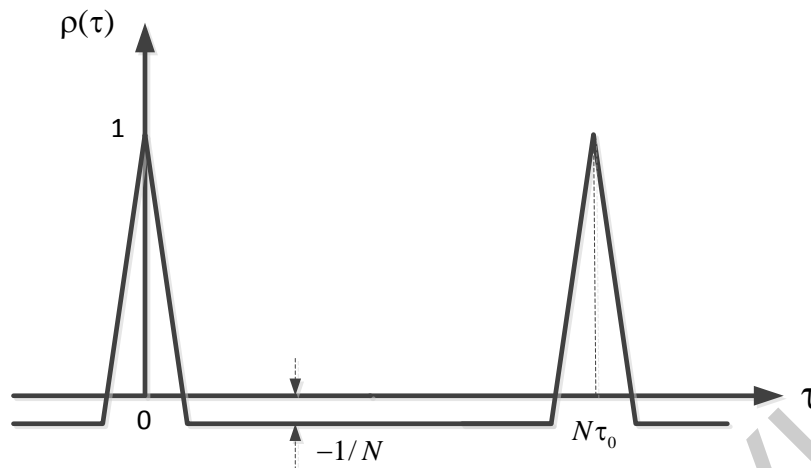


Рис. 1.4. АКФ периодической М-последовательности

8. Энергетический спектр.

Выражение для энергетических спектров одиночной и периодической М-последовательности можно найти, воспользовавшись преобразованием Винера – Хинчина:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (1.13)$$

Для одиночной М-последовательности энергетический спектр имеет вид

$$F(\omega) = |S_0(j\omega)|^2 \left[N + 2 \sum_{i=1}^{N-1} R(i\tau_0) \cos \omega i\tau_0 \right], \quad (1.14)$$

где $S_0(j\omega)$ – спектральная функция огибающей элементарного символа последовательности длительностью τ_0 .

Из выражения (1.14) следует, что ширина спектра М-последовательности определяется спектром элементарного бита последовательности длительностью τ_0 и при $\omega=0$ $F(0) = |S_0(0)|^2$, т. е. постоянная составляющая энергетического спектра последовательности совпадает с постоянной составляющей спектральной плотности одиночного бита.

Выражение для энергетического спектра периодической М-последовательности имеет вид

$$F_n(\omega) = \frac{N+1}{N^2} \left(\frac{\sin \frac{\omega\tau_0}{2}}{\frac{\omega\tau_0}{2}} \right)^2 \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi i}{N\tau_0}\right) - \frac{1}{N} \delta(\omega). \quad (1.15)$$

Благодаря интересным структурным и хорошим спектрально-корреляционным свойствам класс бинарных М-последовательностей нашел широкое применение в системах радиолокации и радионавигации, системах передачи информации и командно-измерительных комплексах.

На рис. 1.5 и 1.6 изображены обобщенные структурные схемы передатчика и приемника широкополосной системы посимвольной передачи цифровой информации с дискретной фазовой манипуляцией.

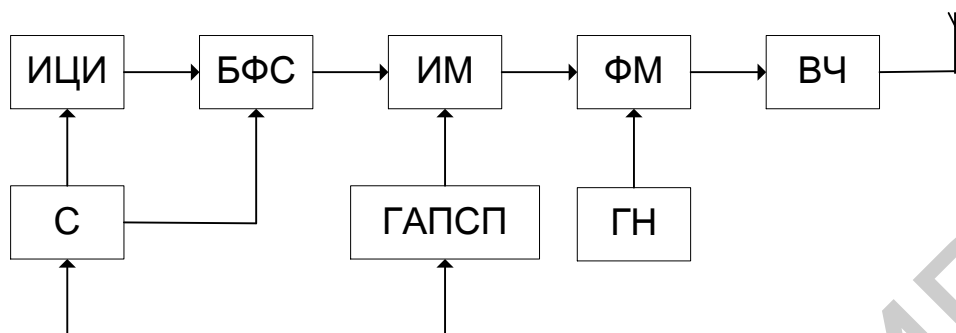


Рис. 1.5. Структурная схема передатчика

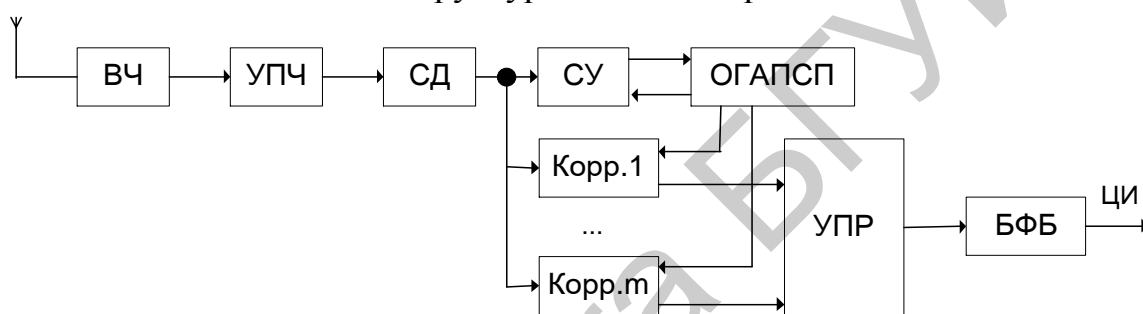


Рис. 1.6. Структурная схема приемника

В структурах рис. 1.5 и 1.6 БФС – блок формирования символов, ИМ – информационный модулятор, ФМ – фазовый манипулятор, ГН – генератор несущей, ВЧ – высокочастотные части передатчика и приемника, С – синтезатор частот, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, СД – синхронный детектор, СУ – синхронизирующее устройство, ГАПСП – генератор ансамбля ортогональных ПСП, ОГАПСП – опорный генератор ортогональных ПСП (копия ГАПСП), УПР – устройство принятия решения, БФБ – блок формирования бит цифровой информации, Корр. – коррелятор. Каждый коррелятор в структуре приемника настроен на свою ПСП. Вместо корреляторов могут быть согласованные фильтры.

1.1.3. Описание радиомодема ШМР-16

Радиомодем ШМР-16 представляет собой устройство для передачи данных посредством радиоэфира в режиме полудуплекс. Радиомодем может быть включен в состав любой системы (сбора, учета, контроля и т. д.), работающей по принципу запрос-ответ и позволяет организовать сеть типа точка-точка и точка-многоточие.

Основными особенностями модема являются:

1) надежность канала связи, обеспечиваемая системой передачи посредством псевдослучайных (ПС) сигналов, цифровые алгоритмы оптимальной обработки сигналов, позволяющие получить повышенную помехозащищенность и скрытность передачи;

2) скорость передачи информации в канале 18,7 кбит/с, что позволяет оперировать сравнительно большими объемами данных;

3) прозрачность канала, так как модем не имеет своего протокола, что не требует от пользователя поддержки и обслуживания модема на программном уровне, и включается в разрыв информационной линии RS-232 или RS-485;

4) программная поддержка, позволяющая быстро и качественно сориентировать на местности антенны модемов, что является важным моментом при организации надежного канала связи.

Радиомодем имеет в своем составе интерфейсы RS-232 и RS-485 для подключения к устройствам, между которыми организовывается сеть. Скорость и формат данных могут изменяться в широких пределах. Для промежуточного хранения принимаемых и/или передаваемых данных радиомодем имеет буфер размером 12 кбит. Состояние и режимы работы модема можно контролировать индикацией «RX» и «TX».

Для подключения антенны радиомодем имеет разъем CP-50. Для обеспечения параллельной работы нескольких независимых сетей или ретранслятора модем может быть настроен на один из доступных частотных каналов (устанавливается пользователем). Также ШМР-16 для предотвращения несанкционированного доступа к данным и/или кодового разделения каналов имеет 128-битный пароль (устанавливается пользователем). Данные могут быть защищены 16-битной контрольной суммой (опция устанавливается пользователем).

Питается модем от источника постоянного тока напряжением 11...18 В и потребляет 130 мА (12,6 В) в режиме приема и до 250 мА (12,6 В) в режиме передачи.

Основные технические характеристики:

1) частотный диапазон – 433,050...434,790 МГц;

2) шаг каналов – 500 кГц;

3) номинальное напряжение питания – $(12,6 \pm 1,2)$ В;

4) выходная мощность – 20, 15, 10 дБм;

5) потребляемый ток:

- в режиме ожидания – 0,12 А;

- в режиме передачи – 0,25 А;

6) выходной импеданс – 50 Ом;

7) КСВ – 1,5;

8) допустимое отклонение несущей частоты составляет $\pm 0,5$ кГц;

9) уровень побочных излучений – 0,25 мкВт;

10) диапазон рабочих температур – от минус 20 до плюс 50 °С.

Структурная схема радиомодема (рис. 1.7) состоит из следующих основных блоков: блок передатчика, блок приемника, синтезатор частоты, модуль цифровой обработки (ЦСП), преобразователь интерфейсов, блок питания.

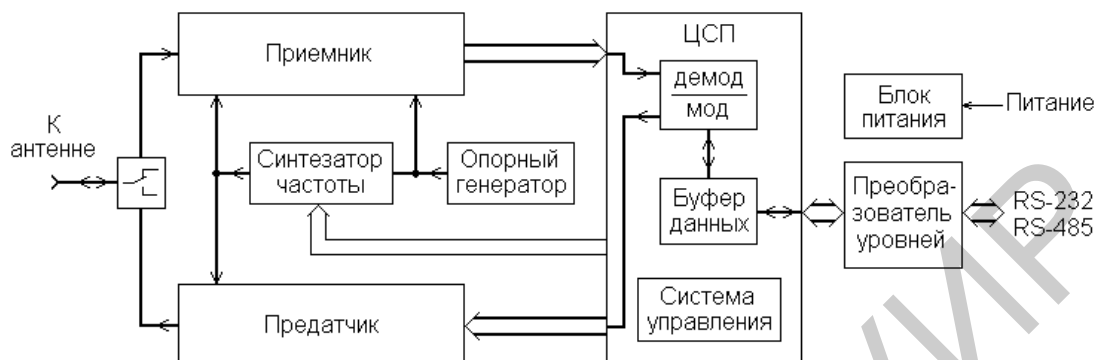


Рис. 1.7. Структурная схема радиомодема

1.1.3.1. Структурная схема передатчика

На рис. 1.8 приведена структурная схема блока передатчика радиомодема, показаны его связи с другими блоками. Она состоит из блока модулятора (источник информации, блок *DSP*, канал ЦАП, квадратурный модулятор смеситель), синтезатора частоты, блока усилителя мощности (аттенюатор, предварительный и окончательный усилители, коммутатор, полосовой фильтр) и блока питания. Цифровым источником может быть, к примеру, персональный компьютер, цифровой носитель аудио- или видеоинформации.

Информация в цифровом виде по интерфейсам *RS-232* или *RS-485* поступает в радиомодем, где преобразуется в интерфейс *UART*.

Каналы приема данных от интерфейсов *RS-232* или *RS-485* объединяются по схеме «И» и поступают в *DSP*. Далее исходный цифровой поток данных расширяется псевдослучайной последовательностью, получаемой от генератора ансамбля ПСП (М-последовательности). Один байт (8 бит) исходной цифровой информации представляется соответствующей последовательностью из 127 бит ПСП.

Расширение спектра позволяет повысить помехоустойчивость, эмитостойкость, криптостойкость системы, скрытность передачи, а также появляется возможность кодового разделения каналов. Важным свойством систем передачи с расширенным спектром является электромагнитная совместимость со многими радиотехническими системами.

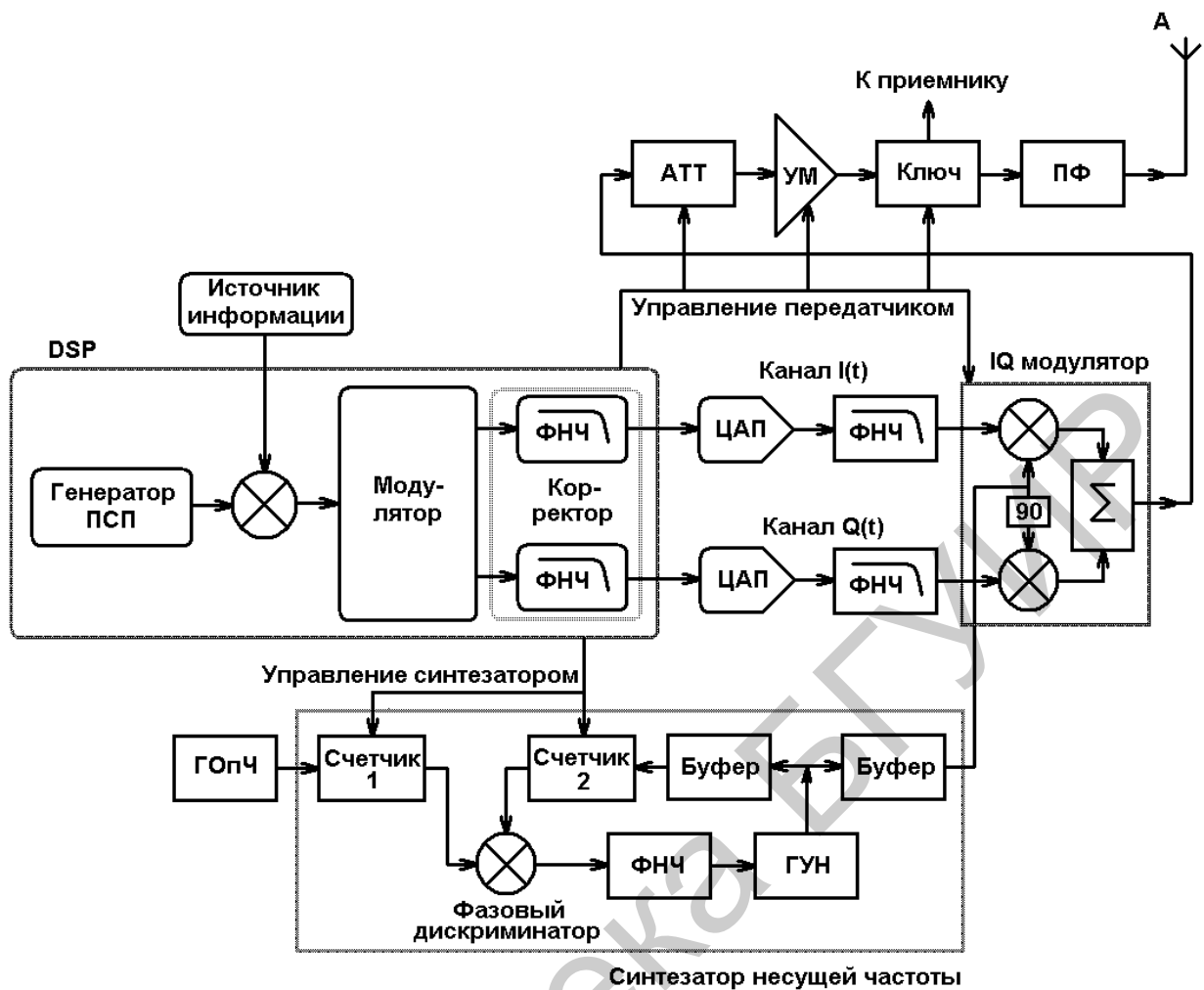


Рис. 1.8. Структурная схема блока передатчика

На рис. 1.9 представлены две ситуации, отображающие свойство электромагнитной совместимости ШПС-систем.

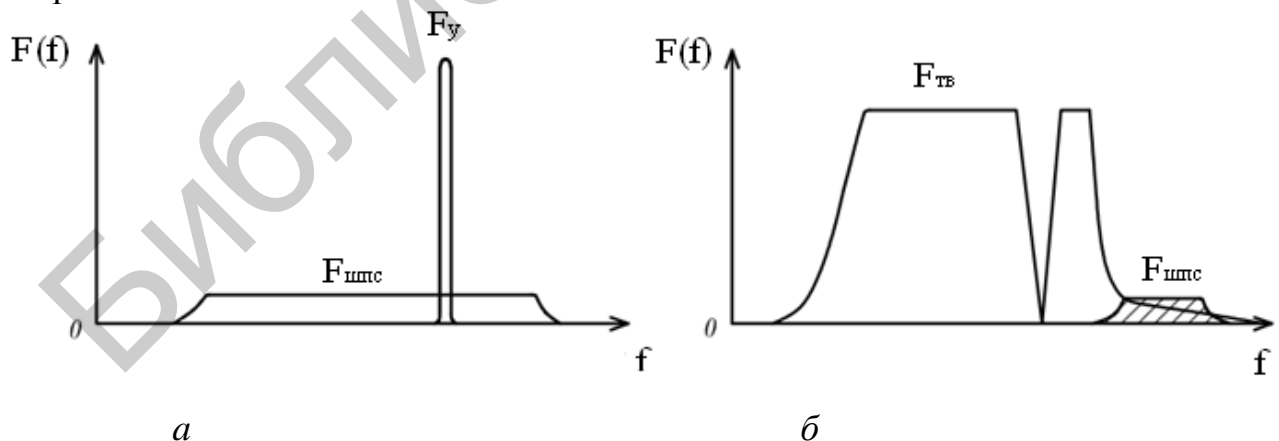


Рис. 1.9. Спектры сигналов радиосистем

На рис. 1.9 $F_{шпс}$ – спектральная плотность системы с ШПС; F_y – спектральная плотность узкополосной системы; $F_{тв}$ – спектральная плотность телевизионного канала.

В первом случае (рис. 1.9, а) показана работа двух систем, узкополосной и ШПС, в общем частотном диапазоне. Мощность ШПС, проникающая в узкополосный тракт, мала за счет узкой полосы пропускания приемника и не оказывает существенного влияния на работу узкополосной системы. Мощность узкополосного сигнала полностью попадает в канал ШПС и способна превысить мощность ШПС-системы. Таким образом, отношение сигнал/шум на входе ШПС-приемника может составить меньше единицы. Обычные системы при отношениях сигнал/шум ниже 7...12 дБ не работают, однако системы ШПС способны выделить полезный сигнал на фоне шумов и обеспечить передачу-прием информации при отношении сигнал/шум на входе приемника ниже 0 дБ за счет режекции узкой полосы. Таким образом, обе системы остаются работоспособными, несмотря на то что их спектры пересекаются, тем самым оказывая некоторое влияние друг на друга.

Во втором случае (рис. 1.9, б) показано, как системы с ШПС можно совмещать с радиотелевизионными системами. Обычно в частотных, защитных интервалах, между телевизионными каналами не допускается работа каких-либо радиотехнических систем, чтобы не создавать помех телевизионным передачам. Однако в этих защитных интервалах можно разместить системы связи с ШПС. При этом взаимные помехи и той, и другой будут минимальны.

Полученная в *DSP* информация выводится в виде потока выборок на двоянный ЦАП. Скорость выборок примерно 1 *MSPS* на каждый канал. Полоса сигнала – 150 кГц. ЦАП преобразует сигнал, несущий информацию, из цифровой формы в аналоговую.

Узкополосный модулированный сигнал с произвольным видом модуляции можно представить в следующем виде:

$$S(t) = I(t) \cos(\omega t) + Q(t) \sin(\omega t),$$

где ω – несущая частота радиосигнала; $I(t)$ и $Q(t)$ соответственно синфазная и квадратурная составляющие модулирующего сигнала.

Таким образом, для осуществления произвольного вида модуляции сигнала необходимо выполнить две операции:

- 1) сформировать синфазную и квадратурную составляющие модулирующего сигнала (вид данных составляющих будет определять вид модуляции);
- 2) выполнить преобразование $S(t) = I(t) \cos(\omega t) + Q(t) \sin(\omega t)$.

Квадратурная фазовая модуляция широко используется при передаче цифровой информации и обладает необходимыми характеристиками. В общем случае фазомодулированный сигнал имеет вид

$$S(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t) + \varphi_0),$$

где A и φ_0 – постоянные величины; ω – несущая частота.

Информация кодируется фазой $\varphi(t)$. Так как при когерентной демодуляции в приемнике имеется восстановленная несущая, $S(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0)$, то путем сравнения сигнала с опорной несущей вычисляется текущий сдвиг фазы $\varphi(t)$. Изменение фазы $\varphi(t)$ однозначно связано с информационным сигналом.

Структурная схема квадратурного фазового модулятора представлена на рис. 1.10.

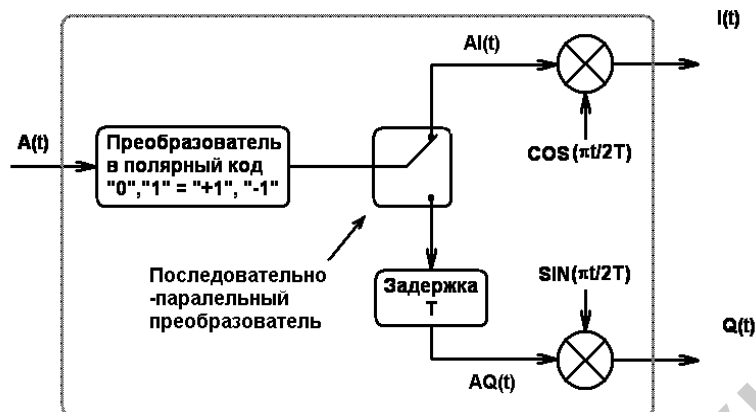


Рис. 1.10. Структурная схема квадратурного фазового модулятора

Сигнал с опорного генератора поступает на делитель частоты с переменным коэффициентом деления, который задается внешним управляющим устройством (*DSP*). Сигнал с делителя частоты опорного генератора поступает на фазовый дискриминатор. Также на фазовый дискриминатор поступает сигнал с другого делителя частоты, входным сигналом которого является сигнал с ГУН. Фазовый дискриминатор формирует сигнал, пропорциональный разности фаз входных сигналов от делителей частоты. Сигнал разности фаз с выхода дискриминатора, проходя через ФНЧ, подается на ГУН, оказывая воздействие на генерируемую частоту таким образом, что сигналы на входе фазового дискриминатора в конечном счете будут равны по частоте с постоянной разностью фаз.

Выходным сигналом синтезатора частот является сигнал с ГУН, пропущенный через буфер.

К синтезатору частот предъявляются следующие требования: возможность перестройки его по сетке частот (с шагом 100 кГц); уровень выходной мощности – 3 дБм (определяется смесителем); низким уровнем шумов – 80 дБ (± 500 кГц); скорость перестройки не должна превышать 10 мс; стабильность частоты – 10^{-6} (в диапазоне температур от минус 20 до плюс 70 °С).

Модуль смесителя (рис. 1.11) служит для переноса спектра полезного сигнала на радиочастоту. К смесителю предъявляются следующие требования: малый уровень комбинационных искажений, низкий уровень шумов, большое затухание прямого прохождения видеосигналов и несущих сигналов в выходной сигнал, стабильность характеристик.

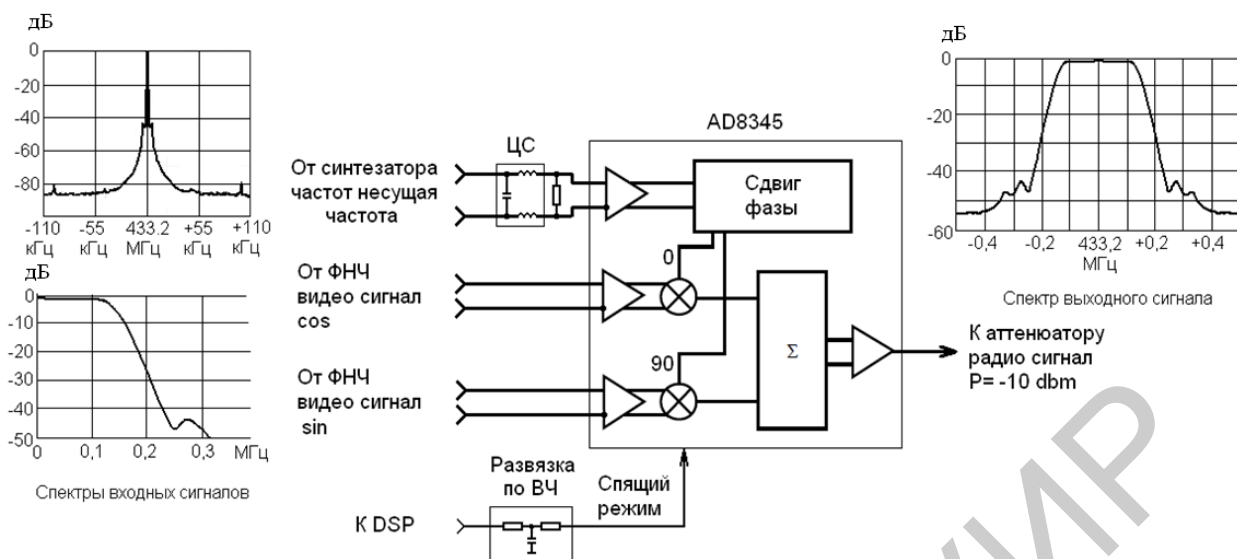


Рис. 1.11. Функциональная схема смесителя

Данный смеситель является квадратурным.

Аттенуатор предназначен для регулирования уровня выходной мощности передатчика. Удобнее регулировать мощность на входе УМ. Исходя из возможных значений уровня мощности (+20 дБм, +15 дБм, +10 дБм) необходимая глубина изменения составит 10 дБ, диапазон изменения затухания – 3...13 дБ.

К усилителю мощности (рис. 1.12) предъявляются следующие требования: максимальная выходная мощность +22 дБм; коэффициент усиления ~ 35...40 дБ; низкий уровень шумов; уровень интермодуляционных искажений – 50 дБ.

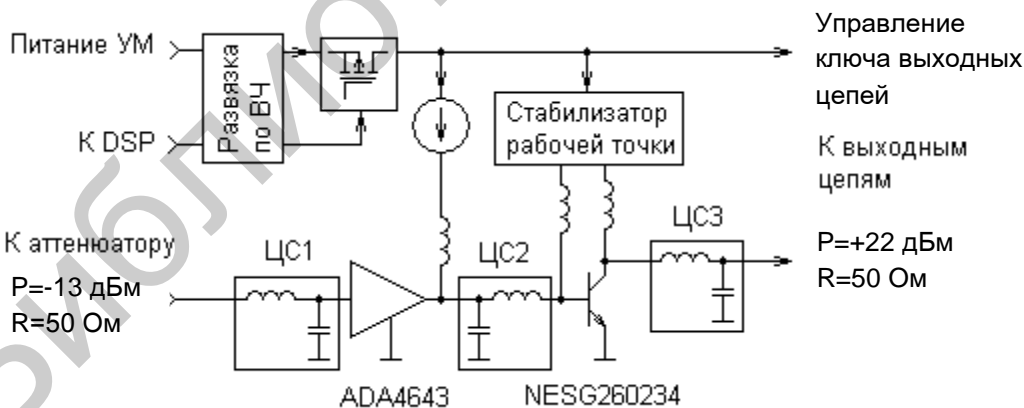


Рис. 1.12. Схема включения элементов усилителя мощности

Основная функция выходных цепей передатчика – фильтрация гармоник рабочей частоты, возникающих в УМ.

ФНЧ представляет собой фильтр Чебышева второго порядка. Затухание в полосе пропускания составляет 1 дБ; нестабильность затухания от разброса параметров элементов – 0,5 дБ; входной и выходной импеданс – 50 Ом; затухание, вносимое ФНЧ на второй гармонике, – 25 дБ, на третьей – 40 дБ.

Напряжение питания радиомодема (рис. 1.13) составляет 10,8...13,6 В.

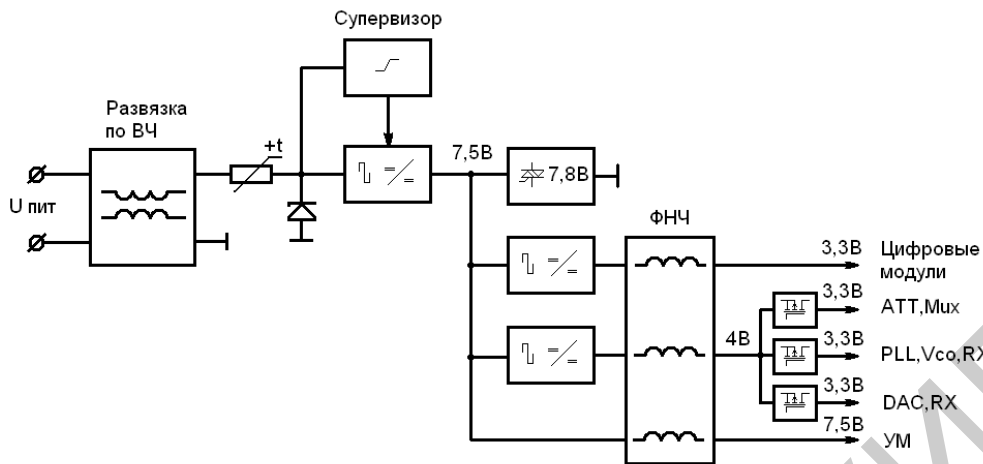


Рис. 1.13. Структура схемы питания радиомодема

Питание радиомодема осуществляется через фильтр НЧ, обеспечивая ослабление ВЧ токов, проникающих в модем через внешние подключения (провода).

Допускается питание модема от блока бесперебойного питания 12 В и при отсутствии сети 220 В модем будет потреблять энергию от аккумулятора.

1.1.3.2. Структурная схема приемника

Структурная схема приемного тракта изображена на рис. 1.14. Приемник выполнен по классической схеме супергетеродинного приемника, с двумя преобразованиями вниз.

Приемник состоит из входного полосового фильтра; аттенюатора; малошумящего усилителя; фильтра предварительной селекции; первого смесителя; фильтра основной селекции; усилителя первой ПЧ; второго квадратурного смесителя; антиалиасинговых фильтров НЧ; цифрового сигнального процессора; детектора уровня; системы АРУ, управляющей смесителем и усилителем первой ПЧ. Первый и второй смесители, усилитель первой ПЧ и система АРУ выполнены в виде одной микросхемы. Цифровой сигнальный процессор выполняет задачи обнаружения, захвата, сопровождения сигнала, последующего декодирования и вывода информации.

Для демодуляции сигнала, восстановления передаваемого символа в приемнике необходимо формирование опорного сигнала, относительно которого происходит демодуляция принятого сигнала, т. е. необходим механизм, способный формировать опорный сигнал с заданной фазой и удерживать фазу опорного сигнала с определенной ошибкой на протяжении приема посылки в соответствии с принимаемым сигналом. Эту задачу выполняет цифровой сигнальный процессор, с той лишь разницей, что подстраивается не опорный сигнал, а фаза принимаемого ВЧ-сигнала. Управление фазой ВЧ-сигнала осуществляется сдвигом частоты опорного

генератора синтезатора частот, что приводит к сдвигу фаз сигналов двух гетеродинов и в конечном счете к сдвигу фазы принимаемого ВЧ-сигнала. Аналоговый сигнал ошибки фазы принимаемого ВЧ-сигнала формируется процессором и подается на управляемый опорный генератор синтезатора частот.

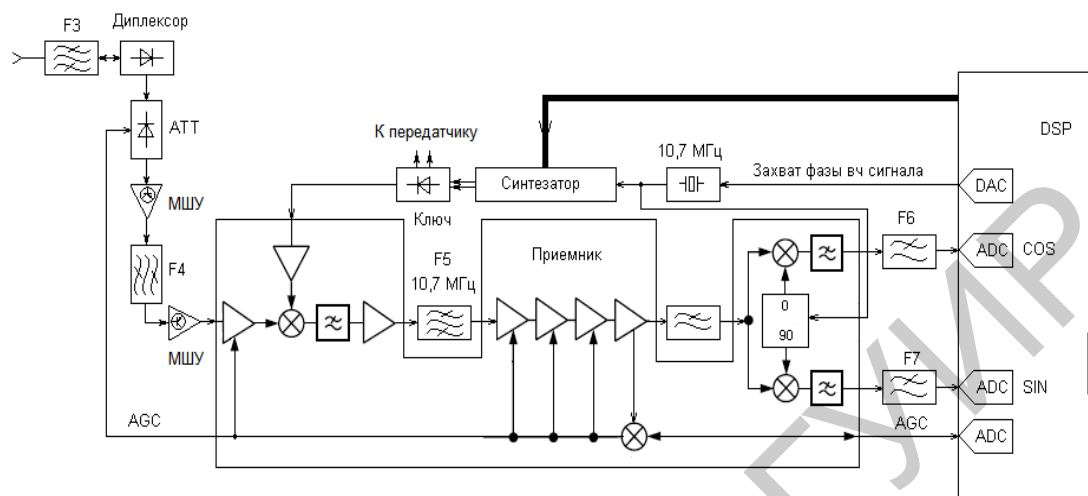


Рис. 1.14. Структурная схема приемного тракта

Маложумящий усилитель (МШУ), структурная схема которого представлена на рис. 1.15, предназначен для усиления ВЧ-сигнала выше уровня чувствительности первого смесителя. Коэффициент усиления необходимо выбрать таким, чтобы уровень собственного шума первого каскада МШУ, приведенный к выходу МШУ, был на 3 дБ выше уровня шума суммы всех остальных модулей приемника, при условии, что ко входу МШУ подключен резистор, согласованный со входом МШУ.



Рис. 1.15. Структурная схема МШУ

Далее приемник выполнен на одной микросхеме, в состав которой входят первый смеситель; усилитель первой ПЧ; второй смеситель квадратурный; система АРУ.

Для дальнейшей демодуляции квадратурный НЧ-сигнал должен быть преобразован в цифровой вид. В спектре квадратурных сигналов, помимо полезной области 0...150 кГц, содержатся компоненты более высоких частот, образованные смесителем в результате нелинейных искажений и шумов. Для предотвращения наложения спектров паразитных компонентов в область 0...150 кГц, сигнал, подаваемый на вход АЦП, должен быть пропущен через ФНЧ для подавления спектральных компонентов, частота которых превышает 150 кГц. ФНЧ представляет собой активный RC-фильтр Чебышева третьего порядка.

1.2. Структура лабораторной установки

На рис. 1.16 приведена структурная схема лабораторной установки.

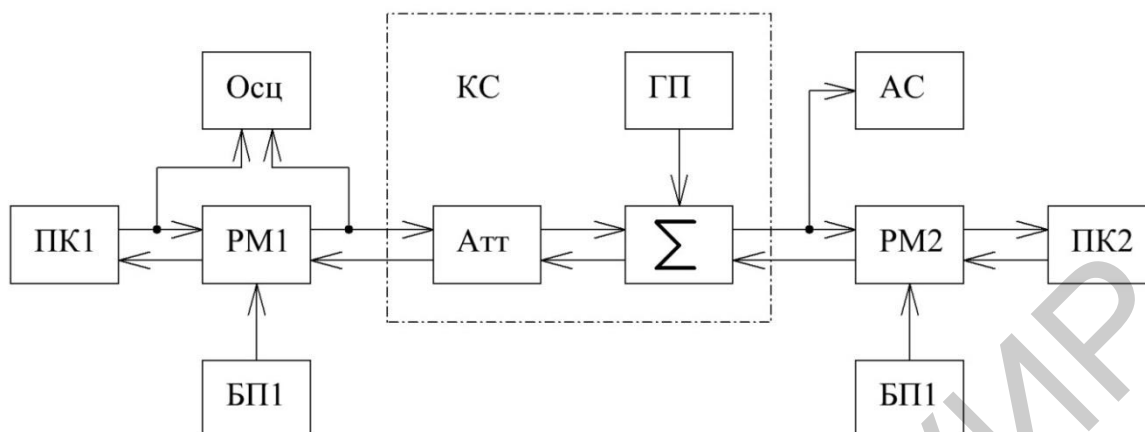


Рис. 1.16. Структурная схема лабораторной установки

В состав лабораторной установки входят два персональных компьютера (ПК), два радиомодема ШМР-16 (PM), два блока питания (БП), генератор помех (ГП), двухлучевой осциллограф (Осц), анализатор спектра (АС) и имитатор канала связи (КС), который включает сумматор, ГП и аттенюатор (АТТ). Питание радиомодемов осуществляется от сетевого блока питания, подключаемого к сети 220 В, 50 Гц. На выходе блока питания необходимо установить напряжение 12 В, регулятор тока установить в среднее положение. Выход блока питания должен быть подсоединен к соответствующим разъемам на плате радиомодемов. Радиочастотный разъем PM1 соединяется с входом, а радиочастотный разъем PM2 – с выходом имитатора канала связи. Таким образом, PM1 выступает в роли ведущего, а PM2 в роли ведомого. Питаются модемы от источника постоянного тока напряжением 11...18 В и потребляют 130 мА (12,6 В) в режиме приема и до 250 мА (12,6 В) в режиме передачи.

1.3. Порядок выполнения лабораторной работы

1.3.1. Лабораторное задание

Перед началом выполнения лабораторной работы ознакомиться с целью работы и краткими теоретическими сведениями данного учебно-методического пособия.

По формулам (1.1), (1.2), (1.3) построить зависимости $P_{\text{ош}} = F(q)$ для следующих исходных данных: $n = 8$, $m = 256$, $B = 127$. Значения q (отношение сигнал/шум по мощности) взять в пределах от 0,01 до 2.

1.3.2. Выполнение лабораторной работы

Включить контрольно-измерительную аппаратуру: персональные компьютеры и радиомодемы согласно режимам работы радиомодемов.

Существует два основных режима работы модема: основной и режим программирования. После подачи питания, спустя примерно 1,5 с, модем переходит в основной режим и готов к приему или передаче данных, что подтверждается ровным (без пропадания) свечением двух светодиодов. При обнаружении в эфире пакета данных и совпадении пароля (если есть) принятые данные будут выведены одновременно в оба интерфейса *RS-232* и *RS-485*, при этом светодиод «*RX*» погаснет на время с момента получения первого байта из эфира и до момента, пока все данные не будут выведены через интерфейсы. При получении модемом через *RS-232* или *RS-485* данных и при условии, что по эфиру данные не передаются, модем переходит в режим передачи, при этом светодиод «*TX*» погаснет на время с момента получения первого байта через интерфейс и до момента, пока все данные не будут выведены через эфир. Если за время передачи новых данных не поступило, то модем перейдет в режим приема. При передаче по эфиру поток данных делится на пакеты длиной от 1 до 126 байт (в зависимости от поступившего количества на момент начала передачи) и передается со скоростью 18,7 кбит/с. Каждый пакет может быть защищен паролем (128 бит) и/или контрольной суммой (16 бит). При интеграции модема в некоторые системы время доставки данных (латентность) может оказаться существенным и этому вопросу следует уделить внимание. Время доставки состоит из времени передачи по интерфейсу и задержки приемопередающего тракта. Время задержки приемопередающего тракта с момента получения байта передатчиком до момента окончания приема байта приемником зависит от выбранного режима.

Ведомый радиомодем включен в режиме программирования, ведущий – в основном режиме. Встроенным программным средством измерения зафиксировать зависимость отношения сигнал/шум на выходе РМ2 (ведомый) от ослабления аттенюатора. Построить соответствующие графики для различных параметров передаваемого сообщения.

Программирование (изменение настроек) ШМР-16 возможно при помощи программного обеспечения *PLConnect* и осуществляется следующим образом:

1. Подсоедините ШМР-16 к порту *COM* компьютера, на котором установлена программа *PLConnect*.


2. Запустите программу *PLConnect*.

3. Выберите режим работы «Ведущий».

4. В разделе «Настройка-*COM*-порт-Ведущий» установите номер *COM*-порта, к которому подключен ШМР-16. Установите режим работы порта: *Baud rate* – 19200; *Data bits* – 8; *Stop bits* – 1; *Parity* – *None*; *Flow control* – *None*.

5. В разделе «Настройка-Тип коммуникатора» выберите ШМР-16.

6. В разделе «Настройки» откройте окно «Установки ШМР-16».

7. В окне «Установки ШМР-16» нажмите кнопку  и подайте питание на ШМР-16. Время между нажатием кнопки и подачей питания на ШМР-16 не должно превышать 5 с. В окне «Общая информация» должен появиться

заголовок, выводимый через *RS-232* и *RS-485* каждый раз после подачи питания:

Radio Modem "SHMR-16U" ver 1.2


(www.rovalant.com)

Made in BELARUS

S/N: XXXXX

Здесь XXXXX – пятизначный серийный номер ШМР.

Модем подтвердит переход в режим программирования индикацией светодиодов (две короткие вспышки один раз в секунду). Если заголовка нет и/или светодиоды горят ровным светом, проверьте корректность выполнения пп. 1...7 и повторите их.

В появившихся полях вы сможете увидеть настройки модема: режим обмена асинхронного порта; общие настройки. Прочитать настройки из модема можно, нажав кнопку . Обратите внимание, пароль не может быть считан с ШМР-16, значение байт в области «Пароль» может отличаться от действительного пароля, он может быть только записан, при этом не может принимать значение «все байты 255», т. к. такая комбинация исключена.


Записать пароль, как и другие настройки, можно, нажав кнопку .

При организации надежного канала связи одним из важных факторов является правильно сориентированные антенны в пространстве.



Программа *PLConnect* позволяет контролировать параметры принимаемого сигнала, анализируя которые, можно сориентировать антенну наилучшим образом. Суть метода заключается в следующем. Та антенна, с которой необходимо организовать связь (удаленная антенна), должна передавать некий поток информации (передающая антенна), причем сама информация не имеет значения. Это может быть, например, модем центра сбора/контроля информации уже существующей системы или модем, к которому подключен *PC* с программой *PLConnect*. Антенна, которую нужно сориентировать, принимает этот поток информации (приемная антенна). Обработав принятый сигнал, приемный модем выдает параметры принимаемого сигнала, при этом, вращая приемную антенну в разных плоскостях, фиксируют ее положение при наиболее благоприятных параметрах принимаемого сигнала. Необходимо, чтобы оба модема, передающий и приемный, работали в одном частотном канале и одинаковых режимах (пароль, контрольная сумма).

Программа *PLConnect* выдает информацию о мощности принимаемого сигнала и отношении сигнал/шум на входе приемного модема. Под мощностью принимаемого сигнала подразумевается мощность как полезного сигнала, так и мощность помехи, а точнее их сумма. То есть высокие показания мощности принимаемого сигнала в некоторых частных случаях не означают наилучшее положение антенны (в антенну может попасть мощный сигнал помехи и/или промышленного шума). В таких случаях наилучшее положение антенны будет то, при котором отношение сигнал/шум будет максимальным. Таким образом,

при ориентировании антенны в первую очередь следует руководствоваться максимальными показаниями отношения сигнал/шум, и в дополнение к этому максимальными показаниями мощности принимаемого сигнала.

Для ориентирования антенны на приемной стороне необходимо выполнить программирование ШМР-16, затем нажать кнопку . При обнаружении пакета в появившемся поле будут выведены графически и численно значения мощности сигнала и отношения сигнал/шум на входе приемного модема.

Если удаленная антенна, на которую ориентируется приемная, не передает какой-либо информации самостоятельно, то на удаленной (передающей) стороне следует выполнить следующее:

1. Выполните пп. 1...5 по программированию ШМР-16.
2. В разделе «Настройка» откройте окно «Установка пакетов».
3. В поле «Длина пакета – Ведущий» установите 255.
4. В поле «Настройка пакетов – Пакетов» установите 1000000.
5. Сохраните настройки, нажав кнопку .
6. Для запуска передачи в окне программы *PLConnect* нажмите кнопку . Модем начнет передавать пакеты со случайными данными и по истечении количества пакетов (1000000) остановится. Для повторного запуска повторите п. 6.

С учетом указанных настроек выполните следующие действия:

1. Снимите зависимость $P_{\text{ош}} = F(q)$ при воздействии на полезный сигнал аддитивной флюктуационной помехи.
2. Снимите зависимость $P_{\text{ош}} = F(q)$ при воздействии на полезный сигнал аддитивной импульсной помехи.
3. Снимите зависимость $P_{\text{ош}} = F(q)$ при воздействии на полезный сигнал аддитивной узкополосной помехи.
4. Снимите семейство зависимостей $P_{\text{ош}} = F(q)$ при воздействии на полезный сигнал суммарной помехи (флюктуационной, импульсной и узкополосной).
5. Снимите временные осциллограммы и спектрограммы процессов в контрольных точках лабораторной установки.

1.4. Содержание отчета

Отчет о выполнении лабораторной работы должен содержать:

1. Титульный лист.
2. Формулировку цели работы.
3. Предварительное задание.
4. Теоретические сведения.
5. Структурную схему системы.
6. Структуру лабораторной установки.

7. Осциллограммы и спектральные диаграммы в характерных точках системы.

8. Графики зависимости вероятности ошибочного приема цифрового бита от отношения сигнал/шум для гауссовской и негауссовской помех.

9. Выводы.

1.5. Контрольные вопросы

1. Какие существуют основные особенности посимвольной передачи цифровой информации?

2. Какие требования предъявляются к сигналам при посимвольной передаче цифровой информации?

3. Какие основные достоинства и недостатки существуют у систем с широкополосными сигналами?

4. Какие методы расширения полосы радиосигнала вы знаете?

5. Почему в методе расширения полосы информационного сигнала путем прямой последовательности целесообразно использовать ПСП?

6. Какое можно дать определение M-последовательности?

7. Какую можно дать оценку АКФ M-последовательности?

8. Каков коэффициент взаимной корреляции между циклическими сдвигами M-последовательности?

9. Как синтезировать генератор M-последовательности?

10. Какие достоинства и недостатки существуют у квадратурной фазовой модуляции по сравнению с обычной фазовой модуляцией?

Лабораторная работа №2

Исследование широкополосной системы побитной передачи цифровой информации

Цель работы:

1. Ознакомиться с основными методами расширения спектра информационного сигнала.
2. Изучить преимущества систем передачи информации с расширенным спектром.
3. Изучить принципы построения широкополосных систем при побитной и посимвольной передаче цифровой информации.
4. Исследовать качественные характеристики широкополосной системы передачи цифровой информации методом прямой псевдослучайной последовательности.
5. Приобрести навыки в оценке потенциальной помехоустойчивости систем.

2.1. Краткие теоретические сведения

2.1.1. Методы расширения спектра

Изначально методы расширения спектра применялись при разработке систем управления и связи для борьбы с преднамеренными помехами, для повышения помехоустойчивости, а в последующие годы – снижения спектральной плотности при множественном доступе. Полоса частот информационного радиосигнала с расширенным спектром намного шире минимальной, необходимой для передачи сообщения. Для сигнала с длительностью T и шириной полосы F размерность пространства сигналов определяется величиной $2FT$. При расширении спектра сигнал расширяется в частотной области, а при переключении временных интервалов (в соответствии с заданным кодом) – во временной. В обоих случаях создание преднамеренных помех будет осложнено тем, что область, используемая сигналом в каждый момент времени, будет неопределенной. Наиболее распространенными являются два метода расширения спектра сигнала: прямой последовательностью и скачкообразной перестройкой частоты. В данной лабораторной работе широкополосный информационный сигнал (ШПС) формируется методом прямой последовательности. Суть метода заключается во введении в информационный цифровой бит или группу битов (символ) псевдослучайной последовательности (ПСП) как поднесущей и модуляции такой цифровой последовательностью одного из параметров несущего колебания (амплитуды, фазы, частоты). Такой ШПС называют псевдослучайным сигналом (ПС-сигналом). ПСП – это дискретная детерминированная видеопоследовательность, статистические характеристики которой приближаются к статистическим характеристикам случайных дискретных видеопоследовательностей.

Наибольший интерес для радиосистем передачи информации (РС ПИ) представляют ПС-сигналы с дискретной фазовой манипуляцией (ДФМн). Аналитически ПС-сигнал с ДФМн длительностью T записывается в виде

$$S(t) = A_0 \sum_{i=1}^N \text{rect}[t - (i-1)\tau_0] \exp[j(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_0)], \quad (2.1)$$

где $0 \leq t \leq N\tau_0$; τ_0 – длительность элементарного символа ПСП; N – количество элементарных символов на длительности T ($N\tau_0 = T$); φ_i – дискретные значения фазы, привязанные к соответствующим дискретным значениям модулирующей ПСП; функция

$$\text{rect}[t - (i-1)\tau_0] = \begin{cases} 1 & \text{при } (i-1)\tau_0 \leq t \leq i\tau_0, \\ 0 & \text{при } (i-1)\tau_0 > t > i\tau_0. \end{cases} \quad (2.2)$$

Комплексная огибающая сигнала (2.1) и закон фазовой манипуляции определяются соответственно следующими выражениями:

$$\dot{A}(t) = A_0 \sum_{i=1}^N \text{rect}[t - (i-1)\tau_0] \exp[j\varphi_i], \quad (2.3)$$

$$A(t) = \text{Re}\{\dot{A}(t)\} = A_0 \sum_{i=1}^N \cos \varphi_i \cdot \text{rect}[t - (i-1)\tau_0]. \quad (2.4)$$

Функцию $\cos \varphi_i$ удобно выразить через символ a_i длительностью τ_0 ($\cos \varphi_i = a_i$), а ПСП – как ансамбль символов $\{a_i\}$, где $i = 1, 2, \dots, N$. Если $a_i \in \{1, -1\}$ ($\varphi_i \in \{0, \pi\}$), то ПСП будет двухуровневой, или бинарной. При больших значениях a_i ПСП – многоуровневая, или многофазная. Очевидно, что спектрально-корреляционные свойства ПС-сигнала с ДФМн полностью будут определяться модулирующей ПСП. Временное описание ПСП имеет вид

$$U(t) = \sum_{i=1}^N \cos \varphi_i \cdot \text{rect}[t - (i-1)\tau_0], \quad 0 \leq t \leq N\tau_0. \quad (2.5)$$

Ансамбли видеопоследовательностей можно отнести к классу ПСП, руководствуясь следующими свойствами:

1) взвешенность. Характеризуется примерным равенством различных символов $\{a_i\}$ на длительности T ;

2) автокорреляционная функция (АКФ) последовательности близка к огибающей кнопочной функции, т. е. максимальный уровень бокового остатка существенно ниже уровня основного пика АКФ;

3) спектральная плотность видеопоследовательности в пределах ее эффективной полосы должна быть по возможности равномерной.

Существующие классы ПСП можно разбить на две группы: бинарные и небинарные.

К числу небинарных ПСП относятся линейные рекуррентные последовательности (ЛРП) с основанием больше 2 (основание характеризует количество различных уровней в последовательности), последовательности Цирлера [3, 7], последовательности символов Лежандра, многофазные коды Фрэнка [6], последовательности Де Лонга, Д-коды Велти [8] и др. Отличительной особенностью небинарных ПСП является низкий уровень боковых остатков АКФ, модуль которых для одиночной последовательности не превышает $\frac{1}{N}$ (АКФ нормированная), а для периодической – стремится к нулю. Однако большие аппаратные затраты, которых требуют многоуровневые ПСП при их формировании и обработке, привели к ограниченному их применению в РС ПИ.

Широкое применение в современных РС ПИ с ПС-сигналами нашли бинарные ПСП. На рис. 2.1 приведена структурная схема формирования ПС-сигнала с ДФМн для бинарной ПСП. Указанные на рис. 2.1, а обозначения соответствуют следующим узлам: СЧ – синтезатор двух когерентных частот f_H и f_T , ГПСП – генератор ПСП, БМ – балансный модулятор.

На рис. 2.1 приведены эюры, поясняющие процесс формирования ПС-сигнала с ДФМ. Для простоты изображения принято $f_H = 3f_T$.

При побитной передаче цифровой информации длительность ПСП T выбирается равной длительности цифрового бита T_b . При посимвольной передаче цифровой информации длительность ПСП $T = nT_b$, где n – количество бит в символе. Причем при побитной передаче достаточно двух ПСП (информационная модуляция: инверсная, ортогональная, по временной задержке), а при посимвольной необходим ансамбль ПСП $m = 2^n$ (информационная модуляция в основном ортогональная). База B ПСП выбирается исходя из полосы частот, отведенной для канала связи, и необходимости обеспечить выбранный метод передачи цифровой информации (побитный или посимвольный). Выбор базы влияет и на энергетическую скрытность передаваемой информации.

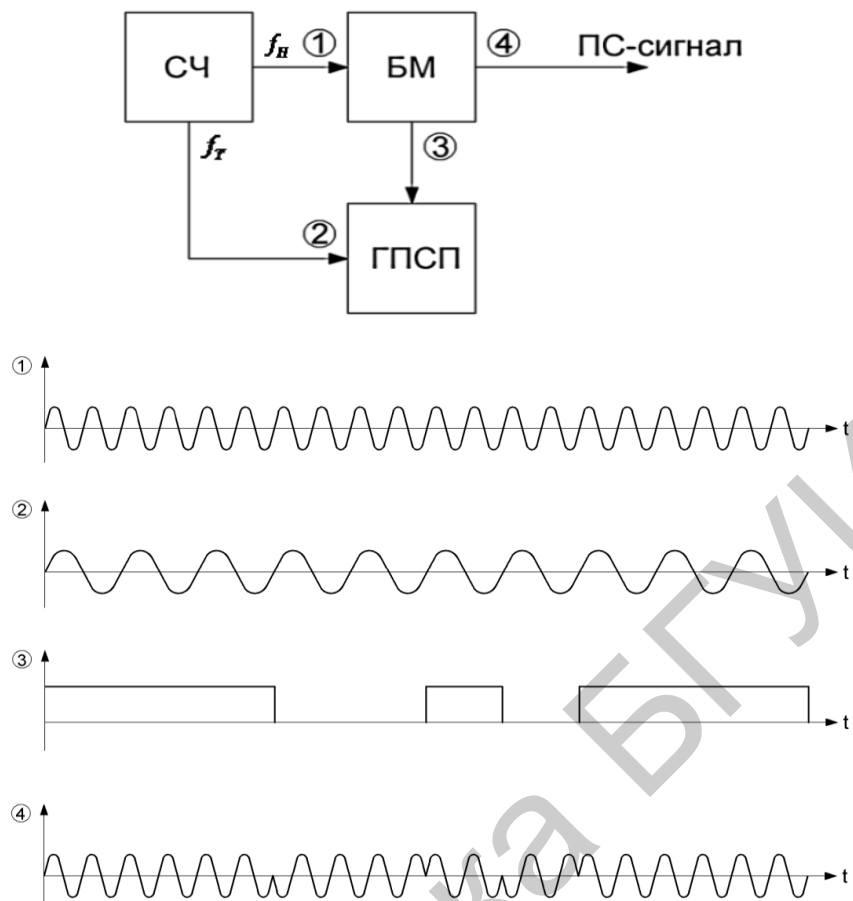


Рис. 2.1. Структурная схема формирования ПС-сигнала с ДФМн

На рис. 2.2 приведены временные диаграммы, поясняющие процесс формирования из псевдослучайных последовательностей последовательности элементарных символов.

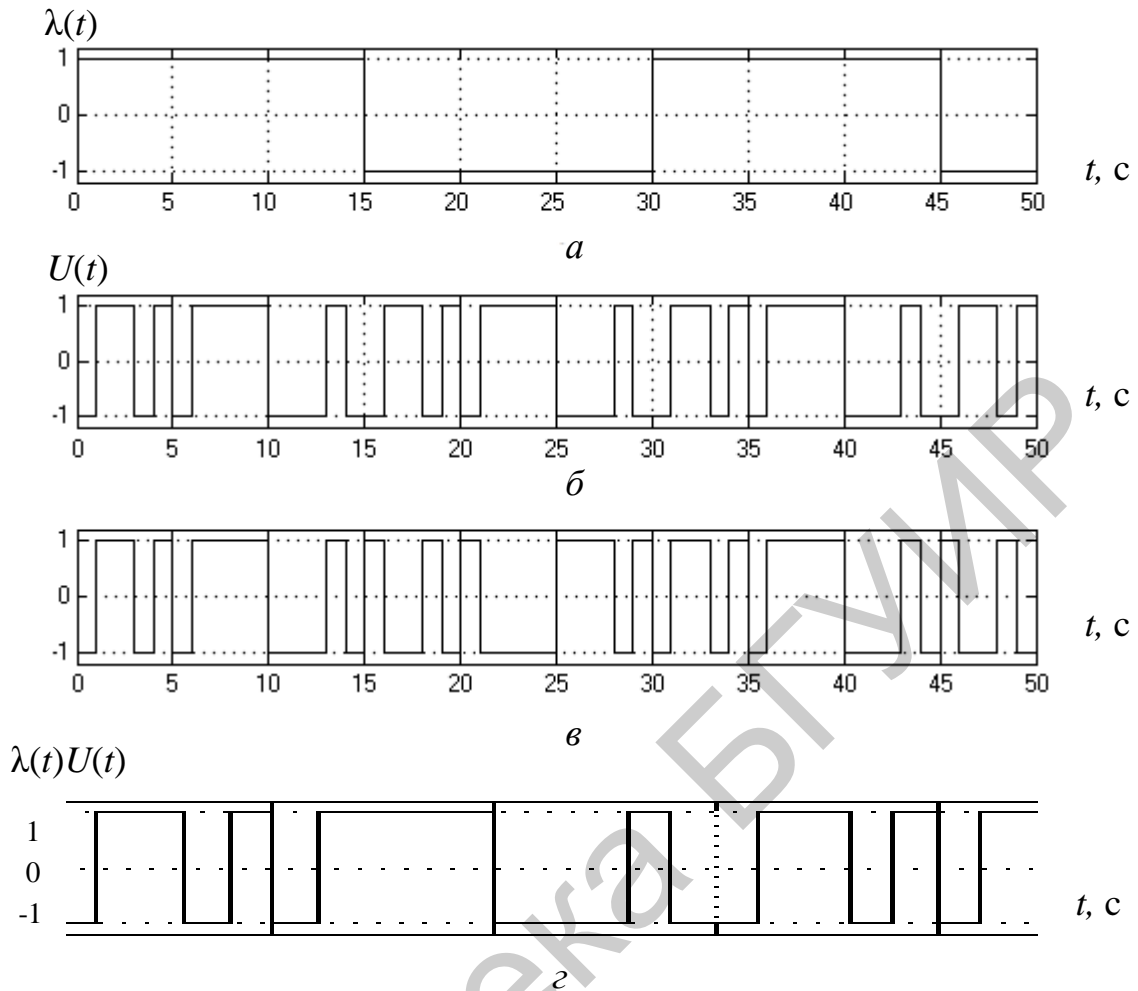


Рис. 2.2. Формирование последовательностей элементарных символов

Временной диаграмме (рис. 2.2, а) соответствуют биты цифровой информации. Временной диаграмме (рис. 2.2, б) соответствует периодическая ПСП значностью $N = 15$. Временной диаграмме (рис. 2.2, в) соответствует информационная последовательность с инверсной манипуляцией (бит «1» – прямая ПСП, бит «0» – инвертированная ПСП). Временной диаграмме (рис. 2.2, г) соответствует информационная последовательность из ортогональных ПСП ($m = 4$) значностью $N = 16$ на длительности $T = 2T_6$. При этом эффективная полоса частот для рис. 2.2, в возросла в 15 раз ($F_{эф} = 15/T_6$), для рис. 2.2, г – в 8 раз ($F_{эф} = 16/2T_6 = 8/T_6$).

На рис. 2.3 приведены кривые спектральных плотностей бита цифровой информации $F_6(f)$ и элементарного элемента информационной последовательности $F_n(f)$ с расширением эффективной полосы в 5 раз. Сравнительный анализ показывает, что на заданной длительности модулирующей ПСП, увеличивая ее базу, можно существенно снизить уровень спектральной плотности ПС-сигнала.

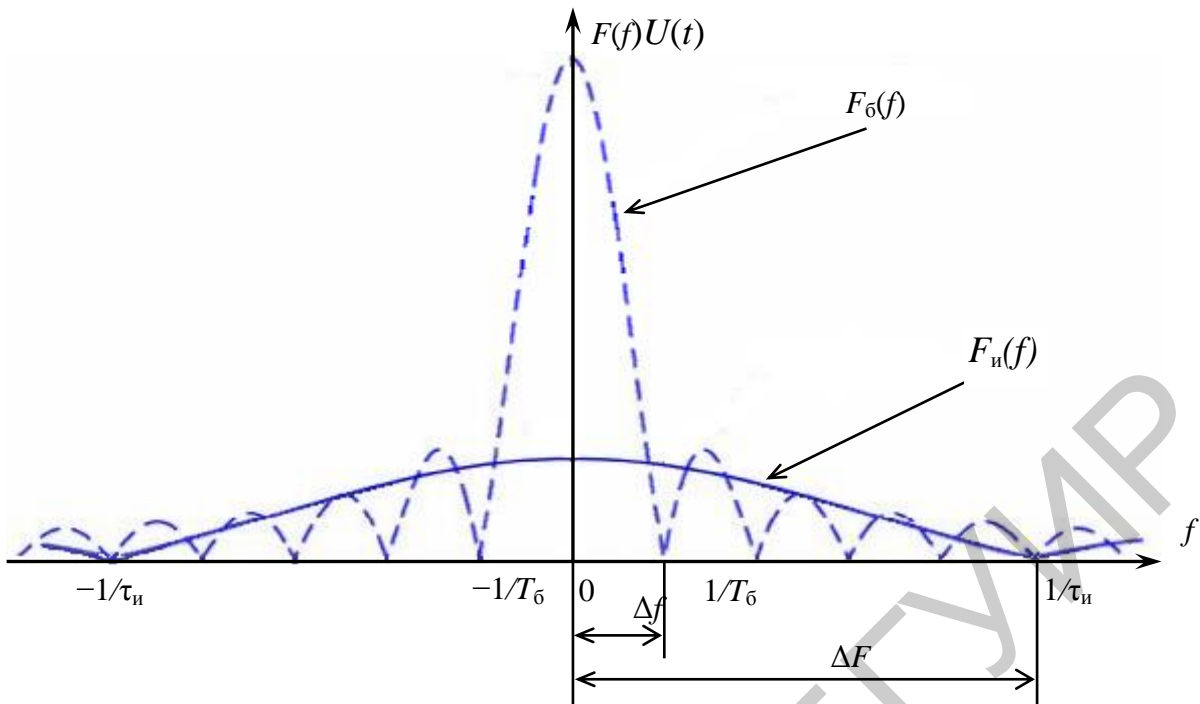


Рис. 2.3. Кривые спектральных плотностей

Если спектральная плотность ПС-сигнала ниже спектральной плотности фонового шума, то обеспечивается энергетическая скрытность передаваемой информации.

В лабораторной работе для прямого расширения спектра информационного сигнала используется ансамбль ортогональных четверично-кодированных видеопоследовательностей (ЧКП). ЧКП относятся к классу бинарных ПСП, формируются нелинейным способом и имеют значность $N = 2^k$, где $k = 1, 2, 3, \dots$. Количество ЧКП одной значности равно N . Все они взаимно ортогональны. Процесс формирования ЧКП можно проследить, проанализировав порождающее выражение,

$$A_j^k = \sum_{i=1}^{k-1} B_i^{(k+1)-i} B_{i+1}^{k-i} + \sum_{i=1}^k X_i^j B_i^{(k+1)-i}, \quad (2.6)$$

где $A_j^k = (a_1, a_2, \dots, a_N)$ – условная запись одиночной ЧКП длительностью $T = N\tau_0$ порядка k номера j , символы которой $a_i \in \{0, 1\}$; $B_i^{(k+1)-i}$ – функция Радемахера (меандровая функция), определяемая на длительности T с номером i и порядком $[(k+1)-i]$; $X_i^j \in \{0, 1\}$ – значение i -го разряда номера последовательностью A_j^k , представленного в двоичном виде (для ЧКП порядка K номер определяется K -разрядным двоичным числом).

В выражении (2.6) суммирование осуществляется по модулю 2, умножение – логическое, черта сверху – негатив.

Особенностью АКФ одиночной и периодической ЧКП является равенство нулю боковых остатков при сдвигах τ , кратных четным величинам длительности символов τ_0 .

Общее выражение для нормированной АКФ одиночной ЧКП имеет вид

$$\rho(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\tau_0} \left(1 \pm \frac{1}{N} \right), & 0 \leq |\tau| \leq \tau_0; \\ \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} \rho[(2i-1)\tau_0] \left(1 - \frac{|\tau - (2i-1)\tau_0|}{\tau_0} \right), & 0 \leq |\tau - (2i-1)\tau_0| \leq \tau_0. \end{cases} \quad (2.7)$$

На рис. 2.4 представлены зависимости, отражающие характер изменения модуля максимального уровня бокового остатка АКФ одиночной ЧКП от ее порядка ($\log_2 N = K$). Причем зависимость 1 дает представление о верхнем уровне модуля максимального остатка, а зависимость 2 – о возможном нижнем уровне. Для сравнения пунктирная зависимость 3 характеризует модуль максимально возможного уровня бокового остатка АКФ одиночной M-последовательности.

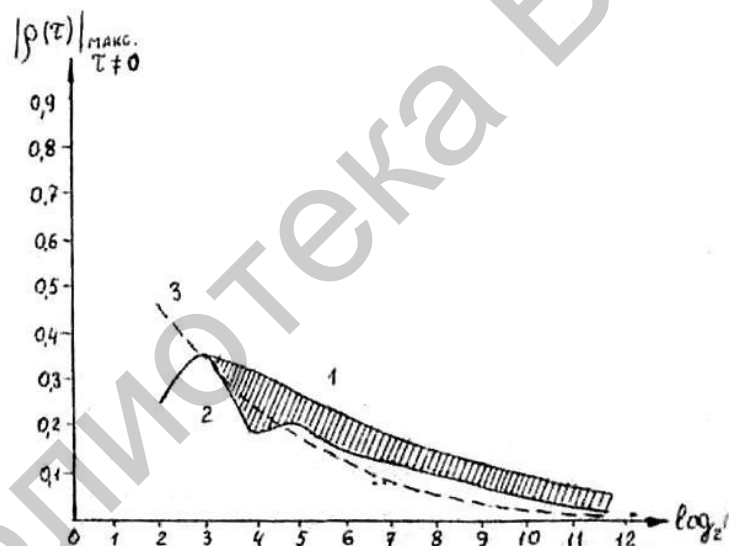


Рис. 2.4. Уровни боковых остатков АКФ

2.1.2. Структурные схемы радиосистем передачи цифровой информации с ПС-сигналами

В лабораторной работе исследуются системы с ПС-сигналами и дискретной фазовой манипуляцией (ДФМн). На рис. 2.5 приведена структурная схема РС ПИ с ПС-сигналами и ДФМн при побитной передаче цифровой информации.

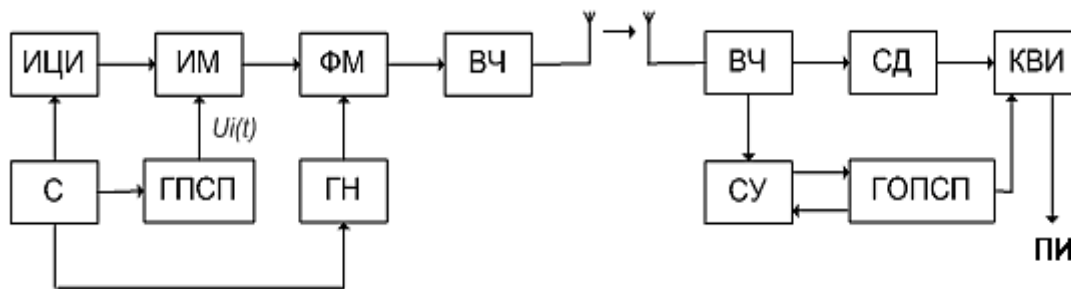


Рис. 2.5. Структурная схема РС ПИ с ПС-сигналами

Здесь ИЦИ – источник цифровой информации, ИМ – информационный модулятор, ГПСП – генератор ПСП, С – синтезатор опорных частот, ФМ – фазовый модулятор, ГН – генератор несущей, ВЧ – высокочастотная часть передатчика и приемника, СД – синхронный детектор, ГОПСП – генератор опорных ПСП, СУ – синхронизирующее устройство, КВИ – канал выделения информации (он может быть как корреляционного типа, так и на согласованных фильтрах).

ИМ обеспечивает на выходе следующее соответствие:

$$1 \rightarrow U_1(t) \rightarrow S_1(t),$$

$$0 \rightarrow U_2(t) \rightarrow S_2(t).$$

На входе приемника $x(t) = S_i(t) + n(t)$, где $n(t)$ – аддитивный шум на входе приемника.

В зависимости от коэффициента взаимной корреляции различают:

1) ортогональную информационную модуляцию:

$$\rho_{1,2} = \frac{1}{E} \int_0^t U_1(t)U_2(t) dt = 0;$$

2) инверсную информационную модуляцию:

$$\rho_{1,2} = \frac{1}{E} \int_0^t U_1(t)U_2(t) dt = -1,$$

$$U_2(t) = -U_1(t);$$

3) информационную модуляцию по задержке:

$$1 \rightarrow U_1(t),$$

$$0 \rightarrow U_2(t) = U_1(t - t_s).$$

Потенциальная помехоустойчивость структуры рис. 2.5 оценивается соотношением

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{q \cdot B(1 - \rho_{1,2})}\right), \quad (2.8)$$

где B – база ПСП; q – отношение сигнал/шум по мощности на входе приемника в полосе сигнала.

На рис. 2.6 и 2.7 приведены структурные схемы приемника и передатчика РС ПИ с ПС-сигналами и ДФМн при передаче цифровой информации по символам.

Если n – количество бит в символе, то необходимое количество ортогональных ПСП должно быть $m = 2^n$.

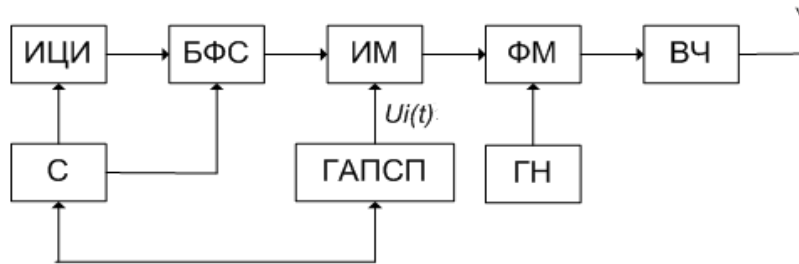


Рис. 2.6. Структурная схема передатчика

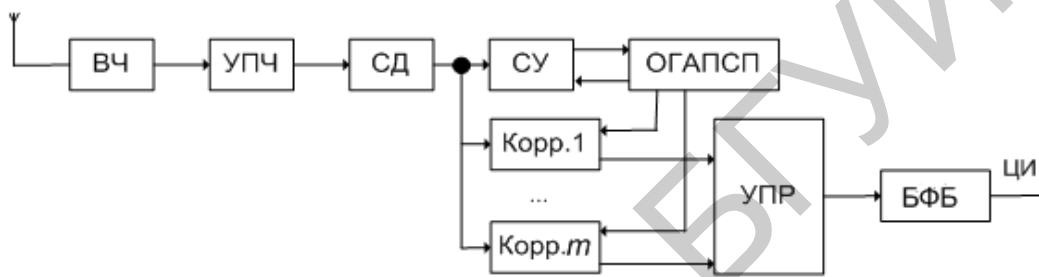


Рис. 2.7. Структурная схема приемника

В структурах на рис. 2.6 и 2.7 БФС – блок формирования символов, ГАПСП – генератор ансамбля ортогональных ПСП, ОГАПСП – опорный генератор ортогональных ПСП (копия ГАПСП), УПР – устройство принятия решения, БФБ – блок формирования бит, СУ – синхронизирующее устройство. Каждый коррелятор (корр.) в структуре приемника настроен на свою ПСП. Вместо корреляторов могут быть согласованные фильтры.

Потенциальная помехоустойчивость системы передачи цифровой информации по символам определяется выражением

$$P_{\text{ош}} = \frac{m-1}{n} \left[1 - \Phi(\sqrt{q_{\text{вх}}} B) \right]. \quad (2.9)$$

Основное достоинство РС ПИ с ПС-сигналами при посимвольной передаче цифровой информации заключается в возможности повышения потенциальной помехоустойчивости без снижения скорости передачи информации и наоборот.

2.1.3. Преимущества РС ПИ с расширенным спектром

Широкополосные системы передачи информации с ПС-сигналами имеют следующие достоинства:

1. Возможность эффективного подавления негауссовой помехи за счет сжатия по времени или частоте. При наличии узкополосной помехи ее

режектируют, импульсной – селектируют, структурной – подвергают кодовой фильтрации и т. д.

2. Возможность эффективной борьбы с явлениями замирания и многолучевости (обеспечивается время корреляции ПСП, меньшее времени задержки лучей).

3. Возможность обеспечения энергетической скрытности передаваемого сообщения. Если средняя спектральная плотность информационного сигнала N_c меньше средней спектральной плотности шума N_n , то реализуется энергетическая скрытность передаваемого сообщения.

4. Возможность обеспечения структурной скрытности передаваемого сообщения за счет применения сложных, нелинейных алгоритмов формирования ПСП и программной смены форм ПСП.

5. Возможность повышения потенциальной помехоустойчивости системы без снижения скорости передачи информации или наоборот. Данная возможность реализуется при посимвольной передаче цифровой информации, когда каждой комбинации из n бит присваивается своя ПСП из заданного ансамбля m ортогональных ПСП. При этом ввиду увеличения времени анализа ($T_{ан} = nT_b$) возрастает в n раз энергия информационного сигнала (ПС-сигнала), а следовательно, при оптимальной обработке во столько же раз возрастет отношение сигнал/шум и уменьшится вероятность ошибочного приема цифрового бита ($P_{ош}$). Нетрудно заметить, что сохраняя вероятность ошибочного приема не выше заданной, можно увеличить скорость передачи информации.

6. Возможность построения многостанционных систем (систем множественного доступа), в которых реализуется кодовое разделение каналов (CDMA). Одной из особенностей таких систем является сохранение конфиденциальности связи между пользователями, имеющими разные сигналы расширенного спектра. Отследить эти сигналы пользователю, не имеющему к ним доступа, – сложная задача.

2.2. Структура лабораторного макета

Лабораторный макет для исследования широкополосной РС ПИ с ПС-сигналами выполнен в виде компьютерной модели в среде *Simulink* пакета *MATLAB* (см. приложение). На рис. 2.8 приведена структурная схема моделирующей установки. В состав макета входят источник цифровой информации (блок *Data*), генераторы ЧКП, информационный модулятор, генератор несущей, генератор шума, генератор несущей, полосовой фильтр, согласованные фильтры, три осциллографа, позволяющие наблюдать временные диаграммы процессов.

Цифровая информация и ПСП поступают на информационный модулятор, с выхода которого появляется последовательность двух ПСП. Информационный бит «1» заполняется ПСП 1, а бит «0» – ПСП 2. Далее эти последовательности модулируют несущие колебания по фазе, образуя ПС-сигнал с ДФМн. Этот сигнал аддитивно суммируется с шумом, имитируя

канал связи. На приемной стороне происходит демодуляция ПСП и она поступает на вход полосового фильтра. С выхода полосового фильтра отфильтрованная ПСП поступает на вход своего согласованного фильтра. Фильтр настроен на эту ПСП. С выхода согласованного фильтра пиковое значение автокорреляционной функции ПСП поступает на устройство принятия решения. На второй вход устройства принятия решения поступает сигнал со второго согласованного фильтра. На выходе устройства принятия решения формируется принятая цифровая информация (цифровые биты).

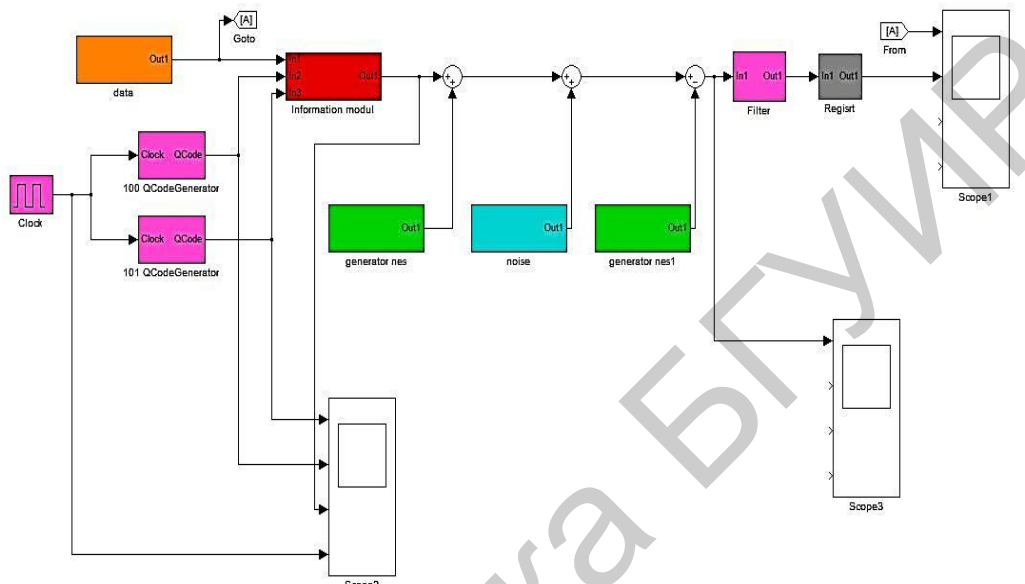


Рис. 2.8. Структурная схема моделирующей установки

На рис. 2.9 приведена структурная схема источника цифровой информации. Функцию этого источника выполняет генератор М-последовательности, которая формируется по полиному (x^4+x^3+1) с частотой $f_{и}$. Генератор построен на регистре сдвига с обратной связью.

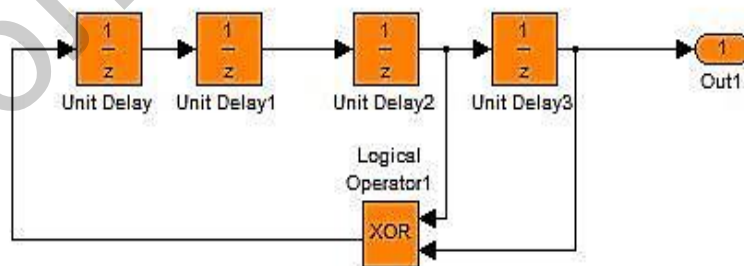


Рис. 2.9. Структурная схема источника цифровой информации

На рис. 2.10 приведены генераторы ЧКП, формирующие две ортогональные ПСП значностью $N = 8$ с номерами 1 и 5. Алгоритм формирования ЧКП нелинейный и соответствует выражению (2.6). ЧКП с номером 1 заполняет бит «1», а ЧКП с номером 5 заполняет бит «0».

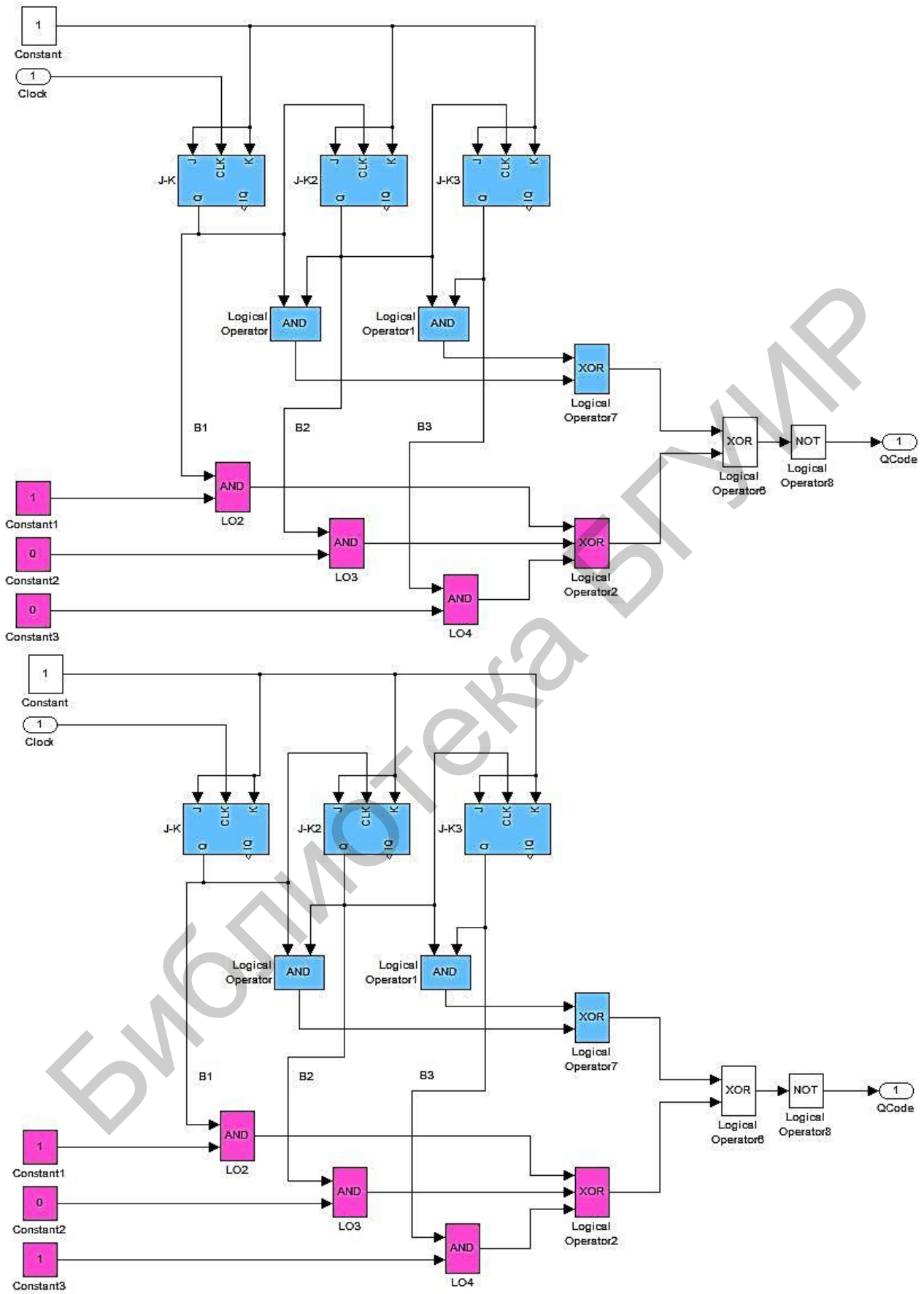


Рис. 2.10. Генератор ЧКП

На рис. 2.11 приведена структурная схема информационного модулятора, который обеспечивает ортогональную информационную модуляцию (ЧКП 1 и ЧКП 2 взаимно ортогональны).

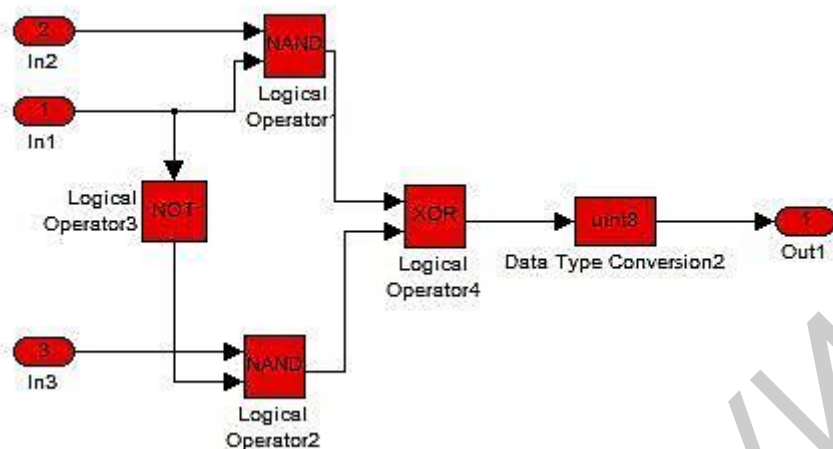


Рис. 2.11. Информационный модулятор

На рис. 2.12 приведена структурная схема имитатора шума, который построен на основе генератора М-последовательностей с полиномом $(x^4 + x + 1)$ с тактовой частотой $f_{ш} = 10f_{и}$.

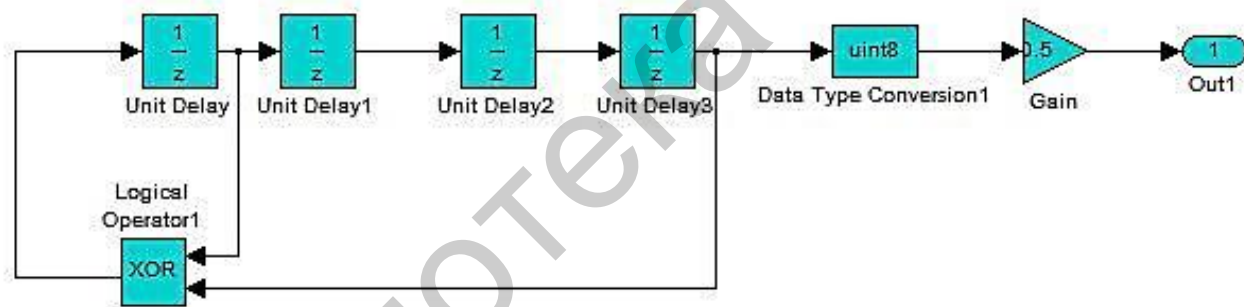


Рис. 2.12. Структурная схема имитатора шума

На рис. 2.13 приведена структурная схема полосового фильтра, который выделяет на приемной стороне выделенную после синхронного детектирования ЧКП. Этот фильтр задает два логических уровня сигнала: уровень «1» – от 0,9 до 1,5, а уровень «0» – от 0,2 до 0,6.

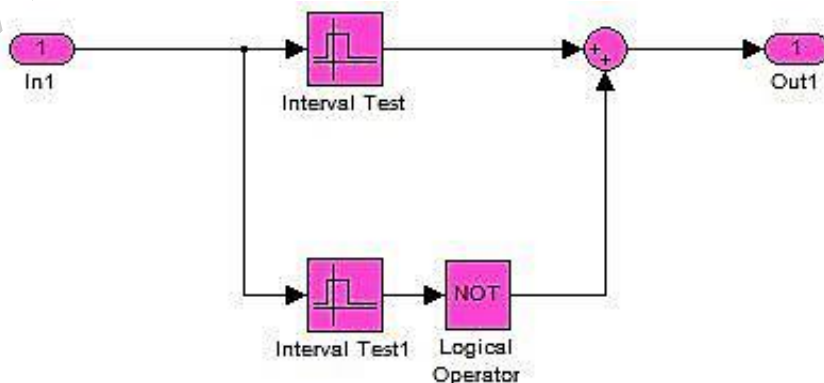


Рис. 2.13. Структурная схема полосового фильтра

На рис. 2.14 приведена структурная схема блока согласованных фильтров, который состоит из следующих узлов: регистр сдвига на 8 разрядов (значность $N = 8$), блок дешифратора 1 для ЧКП с номером 1 и блок дешифратора 2 для ЧКП с номером 5. С выхода блока согласованных фильтров поступает выделенная цифровая информация, качество которой можно проанализировать с помощью осциллографа.

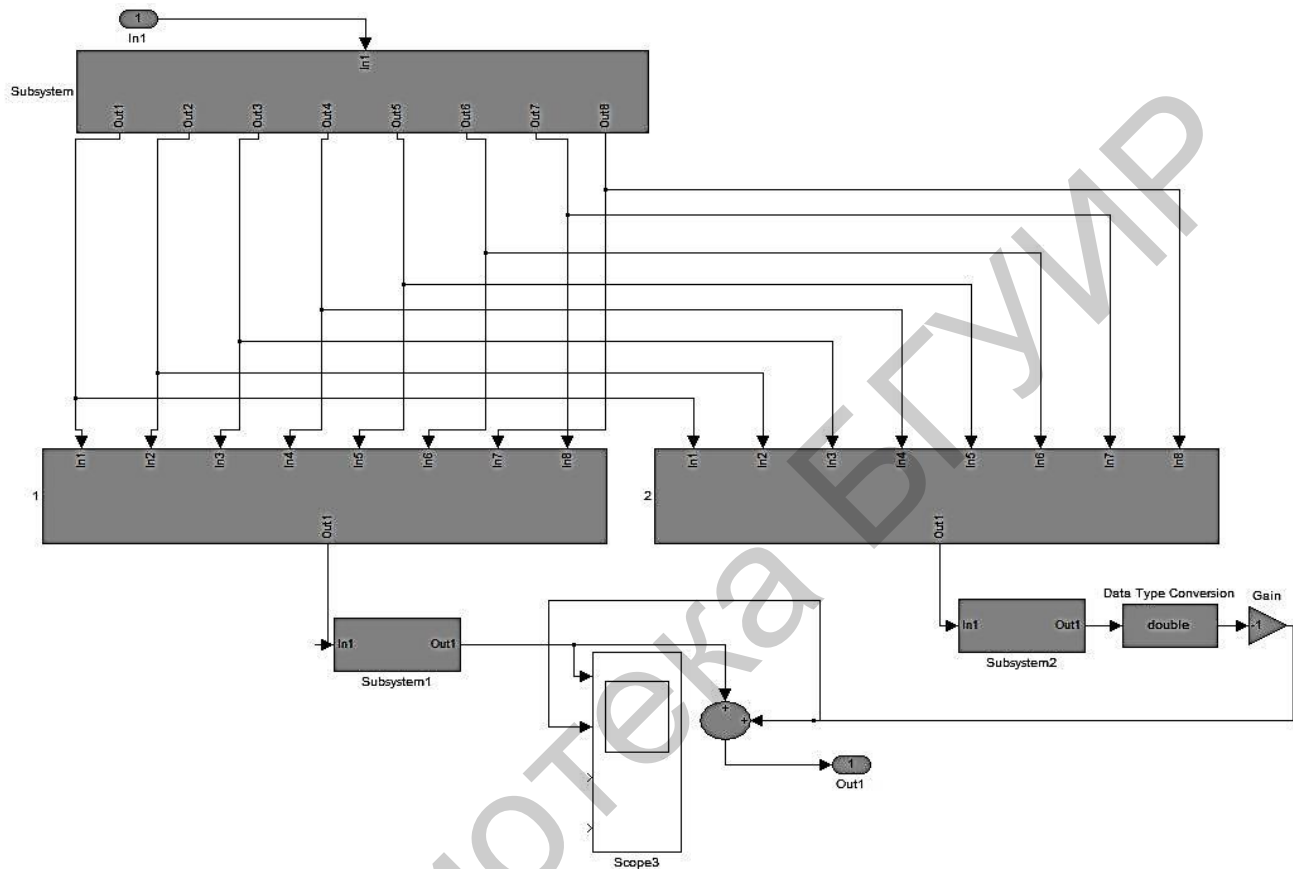


Рис. 2.14. Структурная схема блока согласованных фильтров

2.3. Порядок выполнения лабораторной работы

2.3.1. Лабораторное задание

По формуле (2.8) рассчитать $P_{\text{ош}}$ для $B = 8$ и отношения сигнал/шум q , равного 0,5; 1; 2; 3; 4; 5.

По формуле (2.9) рассчитать $P_{\text{ош}}$ для $B = 8$, $n = 2$ и отношения сигнал/шум q , равного 0,5; 1; 2; 3; 4; 5.

Изучить работу системы, используя теоретическую часть методических указаний.

2.3.2. Выполнение лабораторной работы

1. Включить компьютер (чтобы появился рабочий стол).
2. Найти значок *MATLAB* и запустить его.
3. В *MATLAB* нажать кнопку *Simuling* (появляется окно «Библиотека блоков»).
4. Нажать кнопку «Открыть» (появляется окно с файлами), перейти в нужную папку (с файлами моделей), выбрать файл «Модель original» (появляется окно со структурной схемой установки).
5. Перейти в окно *MATLAB* и открыть командное окно. Ввести значение переменной $N = 0,1$ (задание длительности импульсов).
6. Перейти в окно *Simuling* во вкладке *Simulation* и нажать кнопку «Старт». После запуска моделирования в осциллографах будут доступны временные диаграммы в характерных точках структуры.
7. Снять временные диаграммы, поясняющие формирование и обработку информационного сигнала.
8. Оценить потенциальную помехоустойчивость системы в условиях действия шума. Анализ проводить с помощью осциллографа на конечном участке.
9. Сравнить полученные результаты с предварительным заданием.

2.4. Содержание отчета

Отчет о выполненной лабораторной работе должен содержать:

1. Титульный лист.
2. Формулировка цели работы.
3. Предварительное задание.
4. Результаты изучения работы системы.
5. Выводы.

2.5. Контрольные вопросы

1. Какой признак широкополосной системы связи является основным?
2. Какие методы расширения спектра информационного сигнала являются основными?
3. Что такое ПСП?
4. Почему функции Уолша не относятся к классу ПСП?
5. Какие основные критерии псевдослучайности детерминированных последовательностей вы знаете?
6. Каковы основные преимущества РС ПИ с расширенным спектром?
7. Каким образом система с расширенным спектром расшифровывает скрытые в шумах сигналы?
8. Как в широкополосных системах можно повысить скорость передачи информации без ухудшения потенциальной помехоустойчивости?

9. Как широкополосные системы одновременно работают в одной полосе частот, не мешая друг другу?

10. Какие основные отличительные признаки ЧКП вы знаете?

11. Какие основные свойства парных последовательностей вы знаете?

12. Какие основные свойства смежных последовательностей вы знаете?

13. Почему при посимвольной передаче цифровой информации можно повысить помехоустойчивость системы?

14. Почему в РС ПИ с ПС сигналами задача синхронизации по временному положению наиболее актуальна?

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №3

Исследование многоканальной системы передачи информации с кодовым комбинационным уплотнением

Цель работы:

1. Ознакомиться с основными способами повышения эффективности использования ресурса связи.
2. Ознакомиться с основными методами кодового уплотнения канальных сигналов.
3. Исследовать модель многоканальной системы передачи информации с кодовым комбинационным уплотнением каналов.
4. Приобрести навыки в оценке потенциальной помехоустойчивости таких систем.

3.1. Краткие теоретические сведения

3.1.1. Классификация систем передачи информации, использующих единый ресурс

На практике существует потребность передачи больших объемов информации многих пользователей при ограниченных возможностях, когда уже как-то сформировались телефонные и телеграфные сети, определены линии и каналы связи, распределен ресурс рабочих радиоволн между странами.

В связи с этим остро стоит задача организации наиболее эффективного доступа нескольких пользователей к единому ресурсу (частотно-временному и энергетически-пространственному).

Любой сигнал занимает определенную полосу частот и временной интервал, обладает ограниченной энергией и распространяется в определенной области пространства. В соответствии с этим выделяют *четыре вида ресурса канала* [2, 3]:

- частотный;
- временной;
- энергетический;
- пространственный.

Проблема эффективного использования ресурса общего канала особенно обострилась из-за необходимости организации оперативного обмена данными и обеспечения связи с объектами в информационных системах различного назначения в условиях неравномерности и непредсказуемости запросов потребителей во времени.

При решении проблемы распределения ресурса общего канала применяются методы мультиплексирования и множественного доступа (*multiple access*). Понятия «мультиплексирование» и «множественный доступ» сходны тем, что они предполагают распределение ресурса между пользователями. В то же время между ними есть и существенные различия. Так

при мультиплексировании (рис. 3.1, 3.2.) ресурс канала связи распределяется через общее оконечное оборудование, формирующее групповой сигнал $U_{гр}(i)$, который передается по одной линии связи.

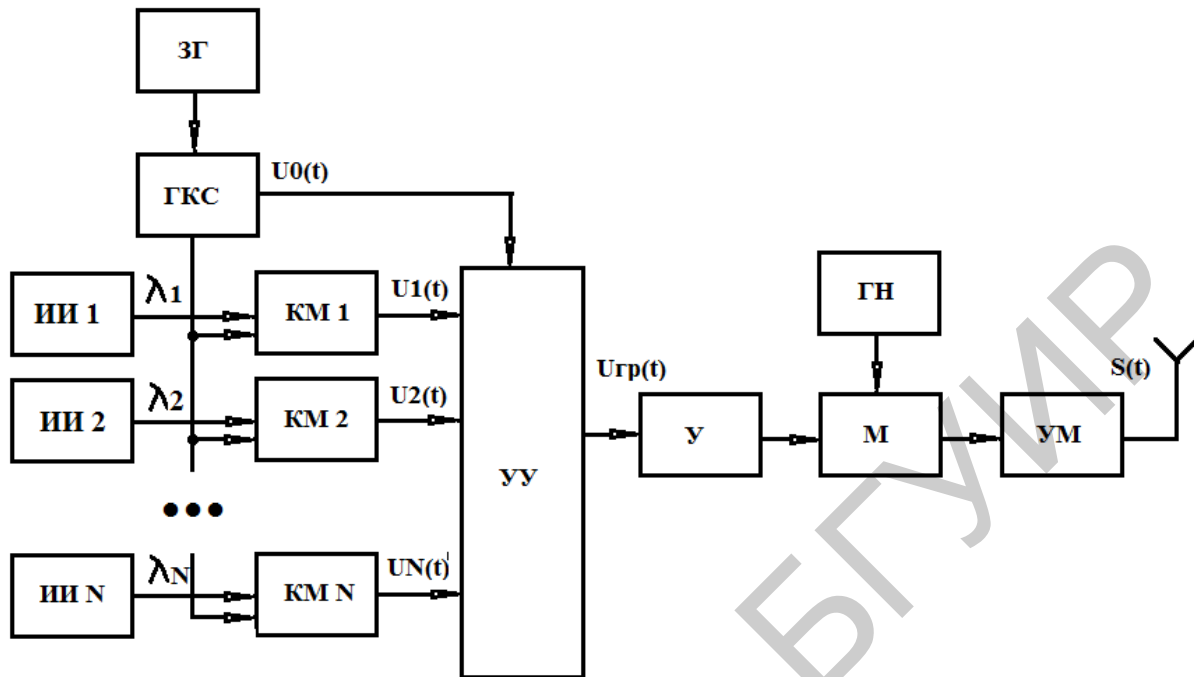


Рис. 3.1. Передающая часть многоканальной системы передачи информации

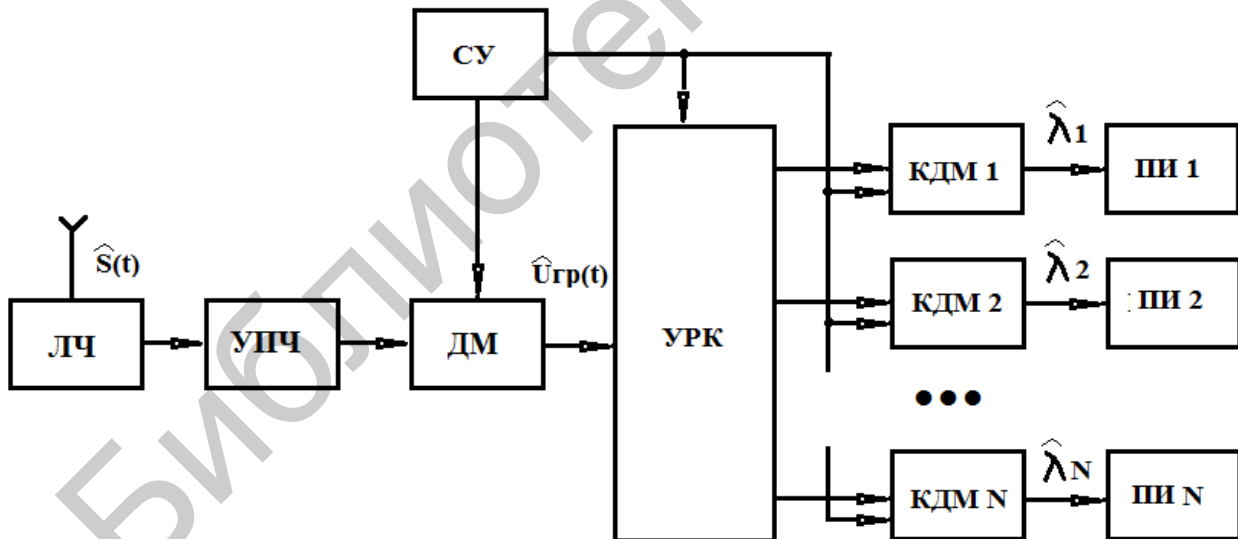


Рис. 3.2. Приемная часть многоканальной системы передачи информации

Основные обозначения в структурных схемах: ИИ – источник информации, КМ – каналный модулятор, ЗГ – задающий генератор, ГКС – генератор каналных сигналов, УУ – устройство уплотнения, У – усилитель группового сигнала, М – модулятор несущего колебания, ГН – генератор несущего колебания, УМ – усилитель мощности, ЛЧ – линейная часть приемника, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, ДМ – демодулятор,

СУ – синхронизирующее устройство, УРК – устройство разделения канальных сигналов, КДМ – канальный модулятор, ПИ – потребитель информации.

При множественном доступе $S_{\Sigma}(t)$ образуется в результате сложения сигналов пользователей непосредственно в канале (рис. 3.3, где ИС – источник сообщения, ПРД – передатчик, ПРМ – приемник, ПС – получатель сообщения).

Множественный доступ характерен для спутниковых каналов, радиоканалов, каналов мобильной связи.

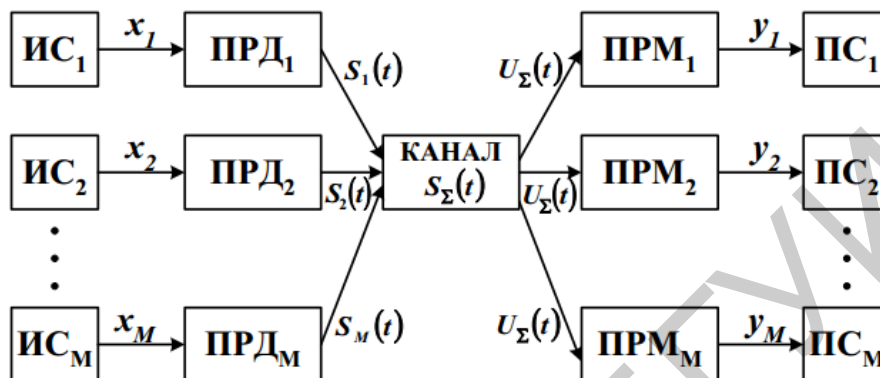


Рис. 3.3. Система передачи с множественным доступом

Принято считать, что мультиплексирование основано на общем аппаратном обеспечении, в то время как множественный доступ (МД) использует определенные процедуры (протоколы), реализуемые с помощью программного обеспечения, хранящегося в памяти каждого терминала. На рис. 3.4 представлены методы мультиплексирования. Условные обозначения на рисунке: ЧУК – частотное уплотнение каналов, ВУК – временное уплотнение каналов, КУК – кодовое уплотнение каналов, ДЧТ – двукратное частотное телеграфирование, ДФТ – двукратное фазовое телеграфирование.



Рис. 3.4. Методы мультиплексирования

В большинстве случаев для осуществления операции уплотнения канала источнику сообщений выделяется специальный сигнал, называемый *канальным*. Промодулированные сообщениями канальные сигналы объединяются, в результате чего образуется групповой сигнал $S_{гр}(t)$. Если операция объединения линейна, то $S_{гр}(t) = S_{\Sigma}(t)$ образуется алгебраическим суммированием промодулированных канальных сигналов.

В *системах нелинейного уплотнения* групповой сигнал формируется посредством определенной логической обработки, в результате которой каждый элемент сформированного сигнала отображает информацию (комбинацию символов) от всех ИС. Классическим примером такой системы является система двукратного частотного телеграфирования (ДЧТ). Для передачи четырех комбинаций символов двух каналов используется четыре частоты: $f_1 \rightarrow 00, f_2 \rightarrow 01, f_3 \rightarrow 10, f_4 \rightarrow 11$.

Устройство разделения линейного группового сигнала $S_{\Sigma}(t)$ представляет собой набор линейных избирательных цепей, каждая из которых выделяет только свой канальный сигнал и в идеальном случае совсем не реагирует на другие канальные сигналы. Для осуществления подобного идеального разделения необходимо и достаточно, чтобы промодулированные канальные сигналы составляли ансамбль линейно независимых сигналов. В качестве таких сигналов обычно используют ансамбли ортогональных сигналов.

В классе *линейного уплотнения* по виду отличительного признака канального сигнала различают:

- временное уплотнение каналов (ВУК);
- частотное уплотнение каналов (ЧУК);
- кодовое уплотнение (уплотнение по форме сигналов) каналов (КУК).

Вместо термина «уплотнение» применяют и термин «разделение». Линейное уплотнение канальных сигналов всегда предполагает и их линейное разделение. При ЧУК полоса частот общего канала Δf разделяется на несколько более узких полос Δf_i , каждая из которых образует канал ИС. Предусматриваются и межканальные частотные промежутки для борьбы с межканальными помехами.

При ВРК вся полоса Δf предоставляется поочередно через определенные интервалы времени различным источникам сообщений и передача информации осуществляется по кадрам. В начале кадра формируется синхроимпульс, а затем в свои временные интервалы следуют выборки из канальных сигналов. В канальных сигналах используются импульсные виды модуляции.

При КУК нет деления общего канала между ИС ни по частоте, ни по времени. Канальные сигналы различных ИС, перекрываясь по времени и частоте, остаются ортогональными за счет различия форм, что и обеспечивает их разделение.

Возможны варианты комбинирования указанных методов. Так, в мобильной связи в качестве метода МД широко используются комбинации ЧУК и ВУК, ВУК и КУК. В первой комбинации каждый частотный канал предоставляется нескольким пользователям на определенные промежутки

времени. При второй комбинации в полосе частот Δf формируют каналы с временным разделением, которые предоставляются нескольким пользователям на принципах КУК.

При организации многоканальной передачи информации применяемые для уплотнения каналные сигналы могут быть заранее определенным образом распределены между источниками сообщений. Такое уплотнение называется уплотнением с *закрепленными каналами*. Соответствующая ему многоканальная система передачи также будет называться системой с закрепленными каналами. Возможна и такая организация многоканальной передачи информации, когда каналные сигналы не распределяются заранее между источниками, а выделяются каждому источнику по мере необходимости. Такое уплотнение называется уплотнением с *незакрепленными каналами*. Очевидно, для правильного разделения каналов в системах с незакрепленными каналами необходимо каким-либо образом передать на приемную сторону адресную информацию.

3.1.2. Многоканальные системы передачи информации с кодовым уплотнением каналных сигналов

В системах с кодовым уплотнением сообщения в каналах представляются в бинарном (цифровом) виде. Каждый бит такого сообщения при линейном уплотнении после канального модулятора (рис. 3.1) заполняется своей опорной функцией (канальным сигналом). Количество опорных функций равно количеству каналов и все они взаимно ортогональны. Если опорные функции бинарные, то устройство уплотнения – алгебраический сумматор и групповой сигнал будет дискретным многоуровневым с эффективной полосой частот такой же, что и каналные сигналы. Радиосигнал на выходе модулятора обычно или многофазный, или многочастотный. При оптимальной обработке такого сигнала вероятность ошибочного приема бита цифровой информации оценивается следующими выражениями:

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(\sqrt{2qB\cos\Delta\varphi}), \text{ сигнал многофазный,} \quad (3.1)$$

$$P_{\text{ош}} = 0,5m \exp(-qB/4), \text{ сигнал многочастотный,} \quad (3.2)$$

где q – входное отношение сигнал/шум; B – база ортогональной функции; $\Delta\varphi$ – минимальный шаг по фазе ($\Delta\varphi = 2\pi/(m+1)$); m – количество каналов).

При нелинейном кодовом уплотнении каналных сигналов групповой сигнал, как и каналные сигналы, бинарный, что позволяет использовать наиболее помехоустойчивую модуляцию несущего колебания – бифазную. Наиболее популярные методы кодового нелинейного уплотнения – мажоритарный и комбинационный. В системах с мажоритарным уплотнением вместо алгебраического сумматора используется логический мажоритарный элемент, а все остальные узлы и блоки не отличаются от многоканальной системы с кодовым линейным уплотнением. Групповой сигнал при

мажоритарном уплотнении в спектрально-временном пространстве подобен каналному сигналу и разделение канальных сигналов линейное. Потенциальная помехоустойчивость такой системы при оптимальной когерентной обработке оценивается следующим выражением:

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(\sqrt{2qB^2/\pi t}), \quad (3.3)$$

где t – количество каналов.

В системах с комбинационным уплотнением канальных сигналов групповой сигнал формируется из последовательности ортогональных функций, каждая из которых привязана к комбинации m бит каналов. Следовательно, количество ортогональных функций должно быть $N = 2^m$. Функции разделителя канальных сигналов в такой системе выполняют N оптимальных различителей ортогональных сигналов и логический дешифратор. Потенциальную помехоустойчивость выделения бита цифровой информации в системе с комбинационным уплотнением при оптимальной когерентной обработке можно оценить выражением

$$P_{\text{ош}} = (N - 1)(1 - \Phi(\sqrt{qB})). \quad (3.4)$$

3.1.3. Выбор ансамбля опорных функций в многоканальных системах передачи информации с кодовым уплотнением

Как было отмечено выше, основное требование к опорным функциям – их линейная взаимная независимость. Этому требованию лучше всего удовлетворяют ансамбли ортогональных цифровых последовательностей. Такие ансамбли могут формироваться с помощью матрицы Адамара. Так как оптимальный прием предусматривает корреляционную обработку информационных сигналов, то желательно, чтобы автокорреляционные и взаимно корреляционные функции ортогональных последовательностей имели малый уровень боковых остатков. Поэтому предпочтение отдают ансамблям ортогональных псевдослучайных последовательностей. В лабораторной работе используется ансамбль четверично-кодированных бинарных последовательностей.

Основные свойства ЧКП:

1. Класс нелинейных последовательностей значностью $N = 2^n$, $n = 2, 3, \dots$, описываемый выражением

$$A_j^n = \sum_{i=1}^{n-1} B_i B_{i+1} + \sum_{i=1}^n x_i^j B_i, \quad (3.5)$$

где $A_j^n = (a_1, a_2, \dots, a_N)$ – запись одиночной ЧКП длительностью $T_c = N\tau_0$ порядка n номера j , символы которой $a_i \in \{0, 1\}$; B_i – функция Радемахера, определяемая на длительности с номером i ; $x_i^j \in \{0, 1\}$ – значения i -го разряда номера последовательности j , представленного в n -разрядном двоичном виде. Суммирование осуществляется по модулю 2, а умножение – логическое.

2. Количество одной значности $Z = N$, каждой из которой 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 записываются 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.

3. Разность Δ между количеством разных символов в ЧКП зависит от порядка n и определяется соотношением

$$\Delta = \begin{cases} 2^{\frac{n+1}{2}}, & \text{если } K - \text{нечетно,} \\ 0, & \text{если } K - \text{нечетно,} \\ 2^{\frac{n}{2}}, & \text{если } K - \text{четно,} \end{cases} \quad (3.6)$$

$\Delta = 0$ соответствует последовательности, в двоичных номерах которых на нечетных позициях имеется нечетное количество «1».

4. Каждой ЧКП A_j^n соответствует парная $A_i^n = A_j^n$, причем $|i - j| = 2^{n-1}$. У парных последовательностей первые 2^{n-1} символа совпадают, а последующие 2^{n-1} – противоположны (или наоборот).

5. Каждой ЧКП A_j^n соответствует смежная $A_i^n = A_j^n$, причем $|i - j| = 1$. У смежных последовательностей символы, стоящие на нечетных позициях, совпадают и не совпадают символы, стоящие на четных позициях (или наоборот).

6. Любая ЧКП значностью N получается из двух парных последовательностей значностью $N/2$ путем их присоединения или из двух смежных той же значностью ($N/2$) путем чередования их символов.

7. Граничные значения нормированной АКФ одиночной ЧКП определяются соотношением

$$\rho(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{t} \left(1 \pm \frac{1}{N}\right), & 0 \leq |\tau| \leq \tau_0, \\ \leq \frac{2}{\sqrt{N}}, & |\tau| > \tau_0. \end{cases} \quad (3.7)$$

Причем решетчатая АКФ при четных сдвигах принимает нулевые значения.

8. Граничные значения нормированной АКФ периодической ЧКП в пределах одного периода определяются соотношением

$$\rho_n(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\tau_0}, & 0 \leq |\tau| \leq \tau_0, \\ 0, & \tau_0 \leq \tau \leq \frac{N}{4}\tau_0, \frac{3}{4}N\tau_0 \leq \tau \leq (N-1)\tau_0, \\ \leq \frac{2}{\sqrt{N}}, \left(\frac{N}{4} + 1\right)\tau_0 \leq \tau \leq \frac{3}{4}N\tau_0. \end{cases} \quad (3.8)$$

9. АКФ парных и смежных ЧКП имеют боковые остатки при одинаковых сдвигах, равные по абсолютной величине и противоположные по знаку:

$$\rho_{A_i^n}(\tau) + \rho_{\widetilde{A}_j^n}(\tau) = \begin{cases} 2 \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_0}\right), & |\tau| \leq \tau_0, \\ 0, & |\tau| > \tau_0. \end{cases} \quad (3.9)$$

Это свойство характерно для дополнительных последовательностей. Все свойства, присущие дополнительным последовательностям, справедливы и для семейства ЧКП.

10. Все ЧКП одной значимости взаимно ортогональны.

11. Энергетический спектр периодической ЧКП описывается выражением

$$F(f) = \frac{1}{N} \left(\frac{\sin \pi f \tau_0}{\pi f \tau_0} \right)^2 \left\{ 1 + \sum_{i=1}^{N/4} R_n \left[\left(\frac{N}{4} + 2i - 1 \right) \tau_0 \right] \times \right. \\ \left. \times \cos \left[2\pi f \left(\frac{N}{4} + 2i - 1 \right) \tau_0 \right] \right\} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \delta \left(2\pi f - \frac{2\pi p}{N\tau_0} \right). \quad (3.10)$$

Групповой сигнал, сформированный на основе ансамбля ортогональных ЧКП в базу, расширяет спектр информационного сообщения, поэтому излучаемый передатчиком сигнал будет широкополосным и все достоинства широкополосной системы реализуются и в многоканальной системе.

3.2. Структурная схема многоканальной радиосистемы передачи информации с кодовым комбинационным уплотнением

В данной лабораторной работе исследуется многоканальная система передачи цифровой информации с кодовым комбинационным уплотнением. На рис. 3.5 и 3.6 приведены структурные схемы формирования и обработки группового сигнала в РС ПИ такого типа.

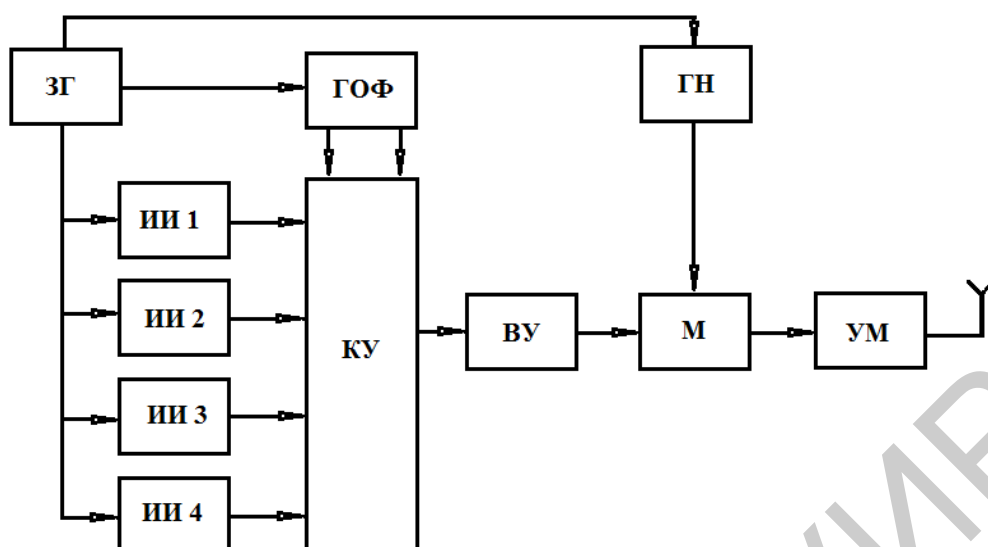


Рис. 3.5. Структурная схема формирования группового сигнала

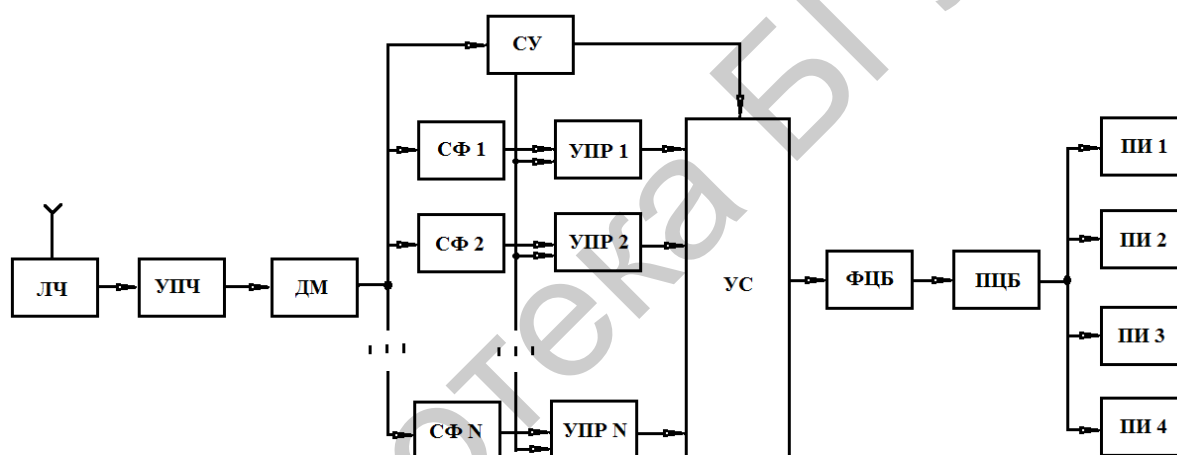


Рис. 3.6. Структурная схема обработки группового сигнала

Принцип работы системы

На вход коммутационного устройства (КУ), выполняющего функции устройства уплотнения, от четырех источников информации (ИИ) поступают биты цифровой информации, которые образуют параллельный четырехразрядный двоичный код. В соответствии с комбинацией кода на входе устройства уплотнения (УУ) появляется одна из $N = 16$ ортогональных функций, поступающих из генератора опорных функций (ГОФ). Обязанности опорных функций выполняют ЧКП. Следовательно, длительность ортогональной функции равна длительности информационного бита, а минимальное количество дискретов (база) функции равно 16 (в соответствии со свойством ЧКП).

Таким образом, групповой сигнал представляет последовательность ортогональных функций с полосой частот, в 16 раз превосходящих полосу

частот информационных бит. Далее он модулирует один из параметров несущего колебания (в лабораторной установке – фазу).

На приемной стороне после прохождения усилителя промежуточной частоты (УПЧ) и демодулятора (ДМ) сигнал попадает на согласованные фильтры (СФ), число которых равно количеству ортогональных функций. Устройства принятия решений (УПР) подают сигналы о выделении определенной функции в устройство сравнения (УС). По максимальному сигналу формирователь и преобразователь цифровых бит (ФЦБ, ПЦБ) генерируют соответствующий код для потребителей информации (ПИ).

За счет использования ансамбля четверично-кодированных последовательностей (ЧКП) в качестве системы ортогональных функций выступает широкополосный групповой сигнал, что обеспечивает структурную и энергетическую скрытность. Одним из преимуществ данного метода уплотнения является то, что групповой сигнал бинарный. Однако для корректной работы системы на приемной стороне необходима жесткая синхронизация, которая обеспечивается синхронизирующим устройством (СУ).

Потенциальная помехоустойчивость многоканальной системы передачи цифровой информации с кодовым комбинационным уплотнением канальных сигналов определяется выражением

$$P_{\text{ош}} = (N - 1) \left[1 - \Phi \left(\sqrt{q_{\text{ex}} B} \right) \right]. \quad (3.11)$$

Выражение (3.11) дает оценку вероятности ошибочного приема бита цифровой информации в каждом канале. Для нашей структуры $N = 16$, $B = 16$.

3.3. Описание лабораторного макета

Лабораторный макет для исследования РС ПИ с кодовым уплотнением выполнен в виде компьютерной модели (см. приложение) в среде динамического моделирования *Simulink* (рис. 3.7).

Длительность бита информационного сообщения N задается в основном окне *MATLAB*. Рекомендуется установить $N = 0,1$ с. Длительность дискрета псевдопоследовательности, имеющей вид ЧКП, равна $N/16$. В качестве источника аддитивной помехи используется генератор гауссова шума. Для управления мощностью помехи установлен усилитель *Gain* (на схеме *Noise-To-Signal*). При коэффициенте усиления, равном единице, отношение сигнал/шум равно единице. Все блоки настроены так, что не требуют никакой перестройки, единственным перестраиваемым параметром является мощность помехи.

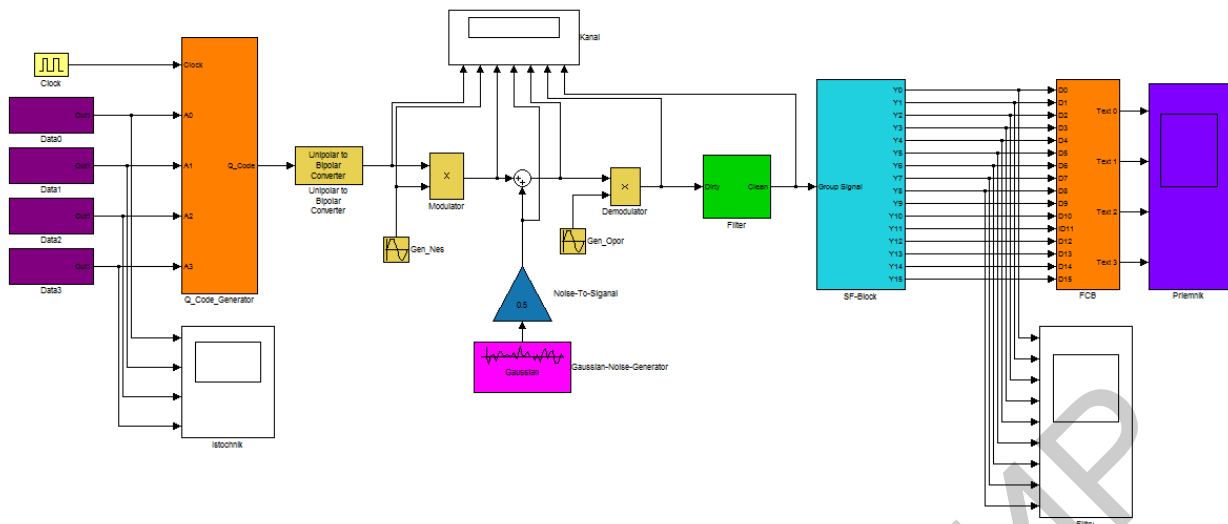


Рис. 3.7. Структурная схема моделирующей установки

В состав макета входят:

- четыре источника цифровой информации (блоки *Data 0, 1, 2, 3*);
- генератор ансамбля ЧКП с тактовым генератором (блоки *Q-Code-Generator* и *Clock*);
- фазовый модулятор-перемножитель и демодулятор (блоки *Modulator* и *Demodulator*);
- генератор несущего колебания и его копия на приемной стороне – генератор опорного колебания (блоки *Gen_Nes* и *Gen_Opor*);
- генератор гауссова шума (*Gaussian-Noise-Generator*);
- регулятор мощности шума (блок *Noise-To-Signal*);
- фильтр (блок *Filter*);
- согласованные фильтры (блок *SF-Block*);
- формирователь цифровых бит (блок *FCB*);
- приемник информации (блок *Priem*).

На рис. 3.8 приведена схема одного из четырех *источников цифровой информации*. Функцию этого блока выполняет генератор М-последовательности, которая формируется по полиному $(x^2 + x^5 + 1)$.

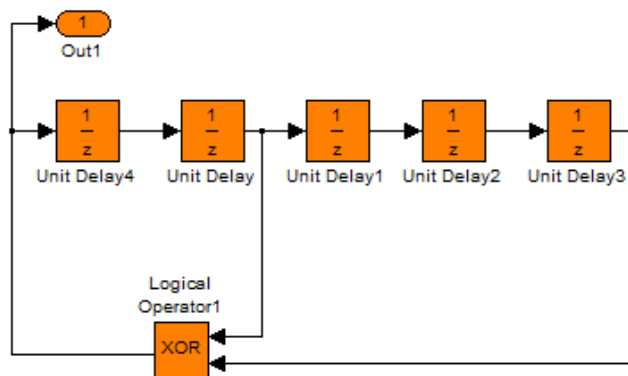


Рис. 3.8. Структурная схема источника сообщения

Для остальных источников использовались полиномы $(x^3 + x^5 + 1)$, $(x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + 1)$, $(x^4 + x^5 + 1)$. Генератор построен на регистре сдвига с обратной связью.

На рис. 3.9 приведена схема генератора ЧКП, формирующего одну из последовательностей ансамбля ортогональных ПСП значностью 16. В качестве кодового номера генерируемой последовательности используется комбинация информационных сообщений (входы A0, A1, A2, A3).

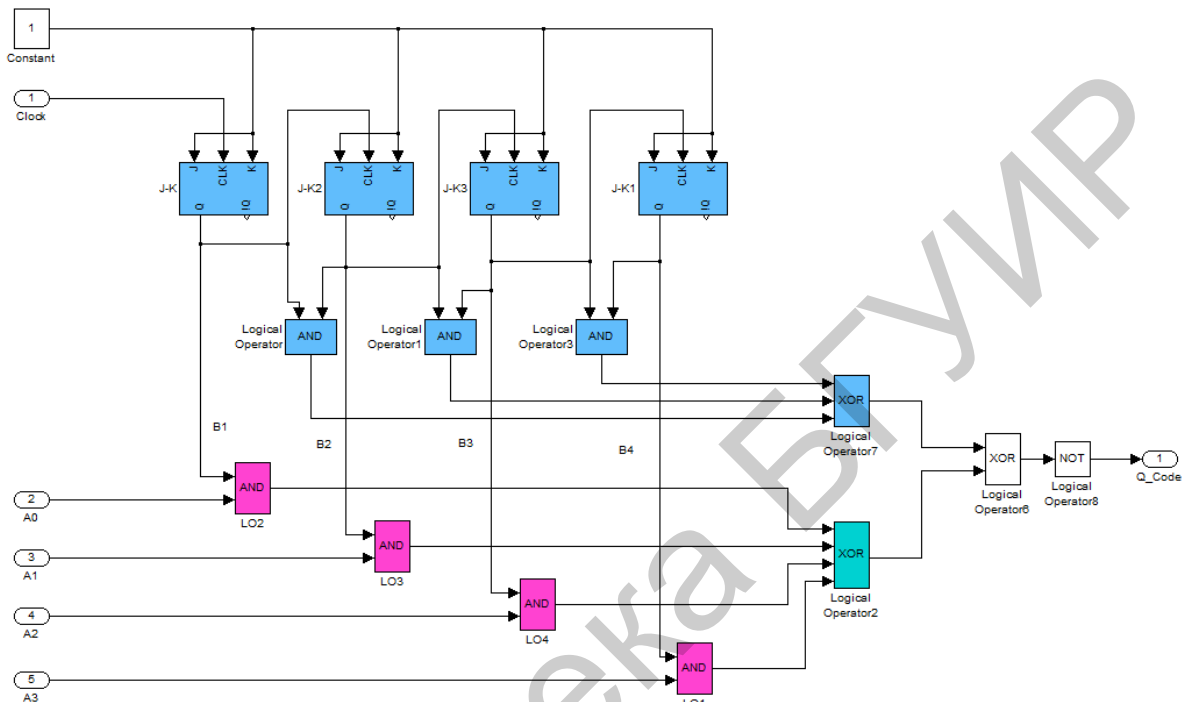


Рис. 3.9. Генератор ЧКП

Модулятор и демодулятор, производящие фазовую манипуляцию, представлены перемножителями и ФНЧ на рис. 3.10. Колебания для них поступают от двух генераторов. Сумматор позволяет добавить белый шум в сообщение. Преобразователь однополярного в биполярный сигнал используется для корректной фазовой манипуляции.

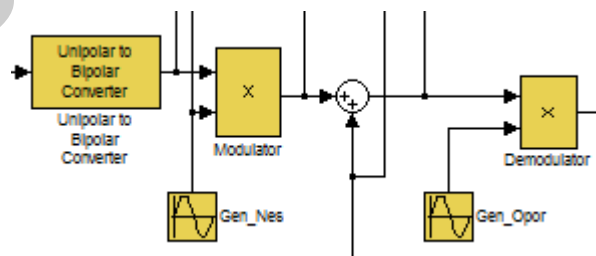


Рис. 3.10. Модулятор, генераторы несущего колебания, демодулятор, канал передачи

На рис. 3.11 представлен генератор гауссова шума с ручной регулировкой отношения мощностей сигнал/шум.

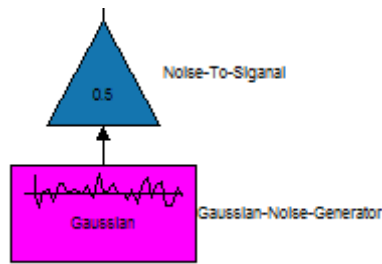


Рис. 3.11. Генератор шума

На рис. 3.12 изображен *фильтр нижних частот*, основой которого является интегратор и пороговое устройство.

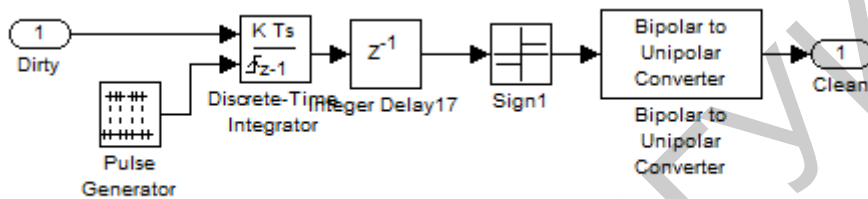


Рис. 3.12. Фильтр нижних частот

Блок согласованных фильтров позволяет распознать, какая из 16 последовательностей поступила с демодулятора. *Согласованные фильтры* имеют классическое исполнение и собраны на элементах задержки с отводами и суммирующем устройстве. Длительность задержки равна $N/16$. Знаки, с которыми суммируются сигналы, приходящие от отводов, зависят от конкретного вида ЧКП. Пример структурной схемы согласованного фильтра представлен на рис. 3.13. Возможно использование одной линии задержки для всех согласованных фильтров.

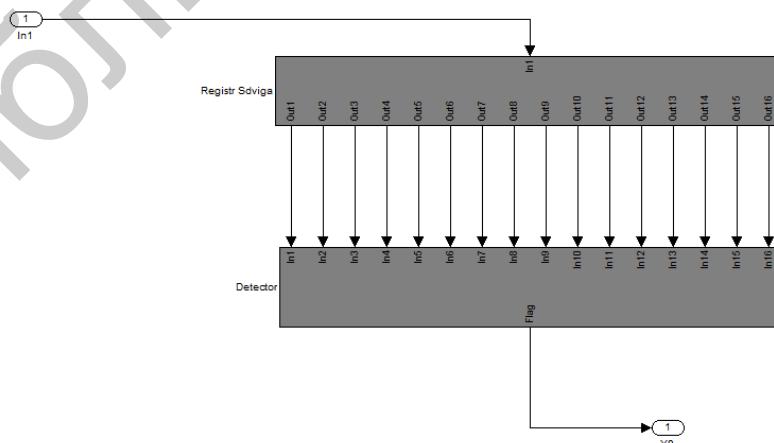


Рис. 3.13. Согласованный фильтр

Линия задержки и суммирующее устройство изображены на рис. 3.14.

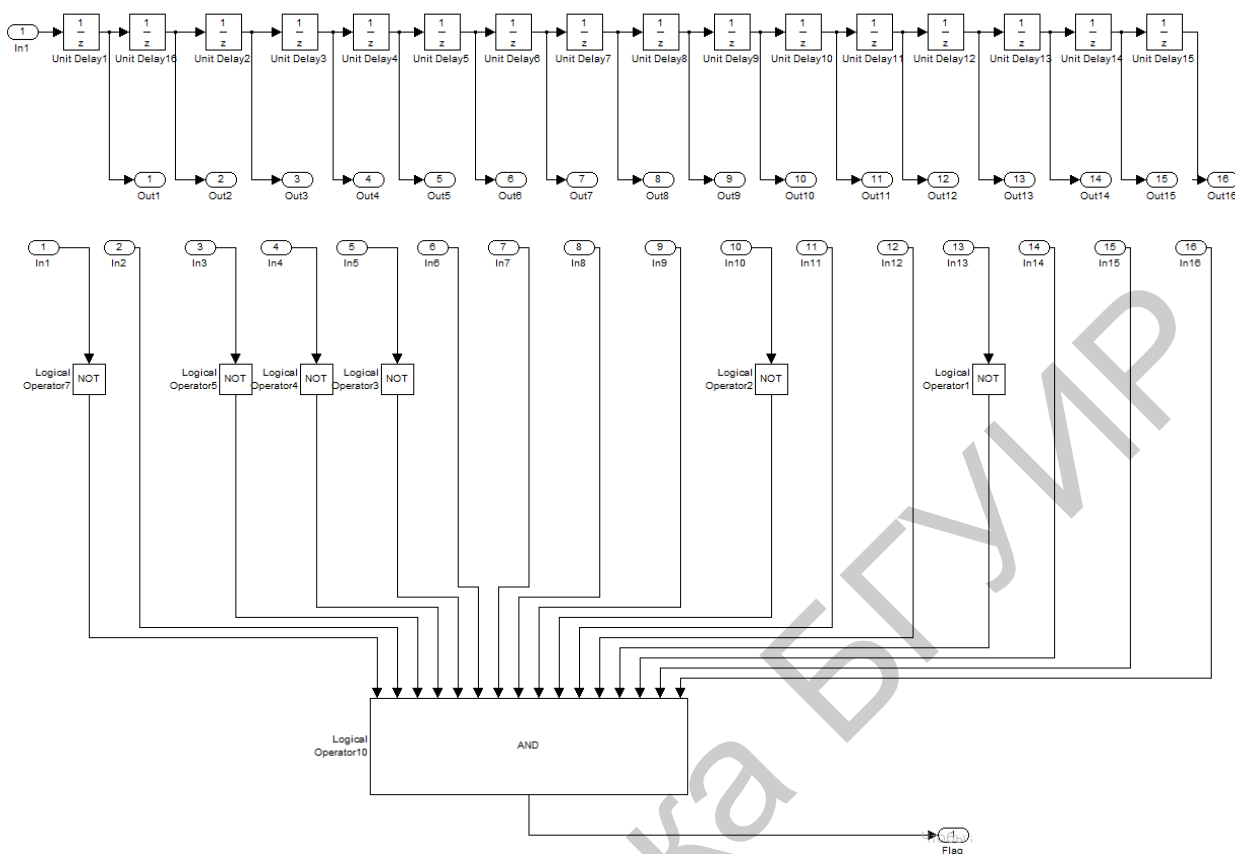


Рис. 3.14. Линия задержки и суммирующее устройство

На рис. 3.15 приведен *формирователь цифровых бит*, построенный по принципу декодера.

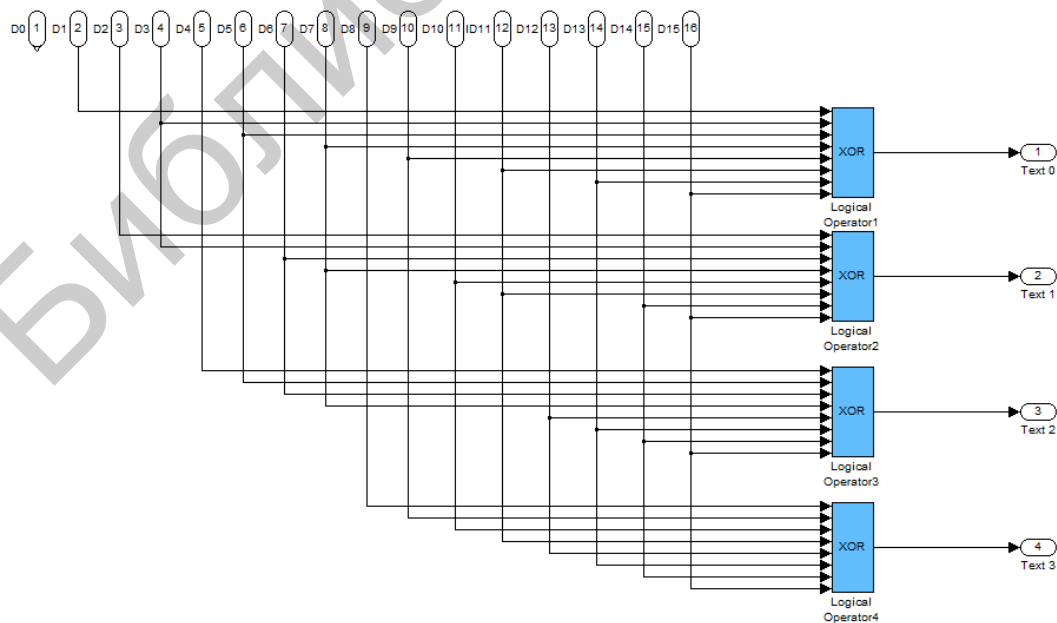


Рис. 3.15. Формирователь цифровых бит

3.4. Порядок выполнения лабораторной работы

3.4.1. Лабораторное задание

Ознакомиться с теоретической основой построения многоканальных систем передачи информации с кодовым уплотнением канальных сигналов.

По структурным схемам (рис. 3.5, 3.6) ознакомиться с принципом работы многоканальной системы передачи информации с кодовым комбинационным уплотнением канальных сигналов.

Ознакомиться с формированием и основными свойствами ансамбля ЧКП.

По формулам (3.1) и (3.2) рассчитать $P_{\text{ош}}$ для $B = 16$, $m = 4$ и отношения сигнал/шум q , равного 0,5; 1; 2; 3; 4; 5. Построить графики зависимости.

По формуле (3.1) рассчитать $P_{\text{ош}}$ для $B = 16$, $N = 16$ и отношения сигнал/шум q , равного 0,5; 1; 2; 3; 4; 5. Построить график зависимости.

3.4.2. Выполнение лабораторной работы

Открыть *MATLAB* и установить длительность информационных импульсов, задав переменную $N = 0,1$. Открыть модель.

Запустить моделирование на длительности 2–5 с.

С помощью осциллографов проследить прохождение информационных сигналов по системе. Снять временные диаграммы, поясняющие формирование и обработку информационных сигналов в контрольных точках.

Провести наблюдение частотных спектров информационного и группового сигналов. Зафиксировать результаты, сделать выводы.

Снять зависимость вероятности ошибочного приема $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум q . Сравнить ее с теоретическими зависимостями.

Исследования провести при различных значениях параметра *Gain* блока *Noise-To-Signal*, определить максимальное соотношение, при котором не наблюдаются ошибки.

При безошибочной работе приемника сигналы от источников информации (*Scope2*) и в приемнике (*Priem*) совпадают.

3.5. Содержание отчета

Отчет о выполненной лабораторной работе должен содержать:

1. Титульный лист.
2. Введение.
3. Теоретические сведения.
4. Схему исследуемой системы.
5. Осциллограммы временных и спектральных функций.
6. Теоретические и экспериментальные зависимости.
7. Выводы.

3.6. Контрольные вопросы

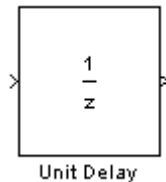
1. Какие виды ресурсов канала передачи информации вы знаете?
2. В чем заключается разница в понятиях «мультиплексирование» и «множественный доступ»?
3. Какие методы мультиплексирования существуют?
4. Как канальные сигналы могут быть заранее распределены между источниками сообщений?
5. В чем заключается основная функция ГКС и УУ в многоканальной системе?
6. Какие требования к канальным сигналам (ГКС) должны выполняться в системах с кодовым уплотнением?
7. Для чего применяется расширение спектра сигнала?
8. Какие имеются спектры обычной цифровой информации и ее расширенного варианта путем введения ПСП?
9. Какой алгоритмический способ формирования ЧКП и способ, использованный в макете?
10. Каков принцип работы системы комбинационного уплотнения?
11. Какие основные элементы входят в состав классического фазового демодулятора и согласованного фильтра?
12. Каковы основные достоинства многоканальной системы с кодовым уплотнением канальных сигналов?

ПРИЛОЖЕНИЕ

Основные операторы компьютерного моделирования

Ниже описаны некоторые блоки, используемые в лабораторной работе №3, и их основные параметры и настройки. К меню настроек блока можно перейти по двойному нажатию на него левой клавишей мыши. Более детальную информацию можно найти в разделе «*Help*» или Интернете.

Unit Delay

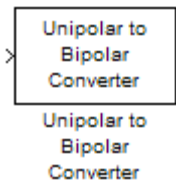


Блок задержки сигнала на один дискрет.

Настройки блока:

- возможно изменение начального состояния (*Initial conditions*), т. е. значения сигнала на элементе задержки в момент начала моделирования;
- изменение времени выборки (*Sample time*), т. е. времени между двумя дискретами (значение «0» используется при моделировании непрерывных систем, а значение «-1» приводит к определению интервала дискретизации по предыдущему блоку).

Unipolar to Bipolar Converter

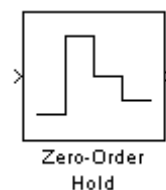


Данный конвертер масштабирует однополюсный сигнал с уровнями в диапазоне $[0; M-1]$, превращая его в двухполюсный с диапазоном $[-(M-1); M-1]$.

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 не верно масштабированы;
- полярность (*Polarity*) позволяет выбрать, инвертируется ли сигнал при прохождении блока.

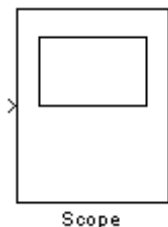
Zero-Order Hold




Блок фиксации нулевого уровня (дискретизатор) задерживает значение входного сигнала на выходе на выбранное время, по окончании которого задержке подвергается значение входного сигнала в данный момент времени (сам сигнал не задерживается, как в случае с блоком *Unit Delay*).

Настройка блока заключается в выборе времени задержки значения сигнала (*Sample time*).

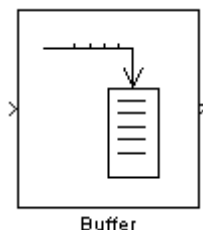
Scope



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

Настройки блока заключается в том, что в меню «Параметры» (*Parameters*), обозначенном символом , возможно изменение числа входных каналов (осей).

Buffer

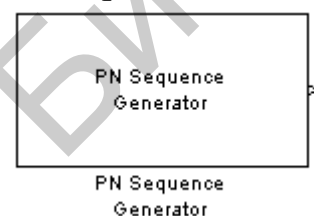


Буфер позволяет накапливать значения входного сигнала для вывода вектором выбранного размера.

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*).

PN Sequence Generator



Псевдошумовой генератор 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*).

Uniform Random Number

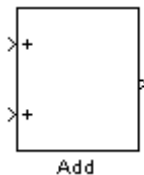


Блок формирует случайный сигнал с равномерным распределением.

Настройки блока:

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

Add

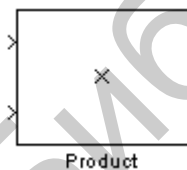


Многоканальный сумматор, который складывает или вычитает входные сигналы. Для задания количества и типа операций введите последовательность символов «+» или «-» в настройках. При введении числа вместо последовательности создается блок с выбранным количеством выводов с операцией сложения на каждой.

Настройки блока:

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

Product

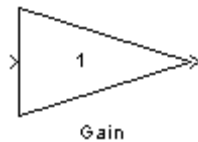


Блок умножает или делит входные сигналы. Для задания количества и типа операций введите последовательность символов «*» или «/» в настройках. При введении числа вместо последовательности создается блок с заданным количеством выводов с операцией умножения на каждой.

Настройки блока:

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

Gain

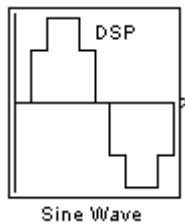


Блок усиления с заданным коэффициентом.

Настройки блока:

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

Sine Wave

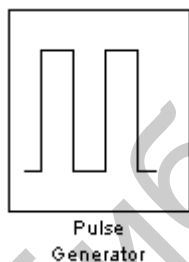


Блок генерирует последовательный или дискретный (в данном случае) синусоидальный сигнал.

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 выводимых за раз дискретов синусоиды (*Samples per frame*).

Pulse Generator



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*).

Мux



Блок объединяет скалярные сигналы в вектора.

Настройки блока:

- возможно изменение числа входов (*Number of inputs*);
- переключение того, что отображается внутри блока (*Display option*):

ничего, входной сигнал или заливка черным.

Demux



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

Настройки блока:

- возможно изменение числа выводов (*Number of outputs*);
- переключение того, что отображается внутри блока (*Display option*):

ничего или заливка черным;

- включение режима разделения данных из шины (*Bus selection mode*).

Перечень сокращений

АКФ	– автокорреляционная функция
АРУ	– автоматическая регулировка усиления
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
ВУК	– временное уплотнение каналов
ВЧ	– высокие частоты
ГКС	– генератор канальных сигналов
ГТИ	– генератор тактовых импульсов
ГУН	– генератор, управляемый напряжением
ДФМн	– дискретная фазовая манипуляция
ДФТ	– двукратная фазовая телеграфия
ДЧТ	– двукратная частотная телеграфия
КУК	– кодовое уплотнение каналов
ЛРП	– линейная рекуррентная последовательность
МД	– множественный доступ
МШУ	– малозумящий усилитель
НЧ	– низкие частоты
ПС	– псевдослучайный
ПЧ	– промежуточная частота
ПСП	– псевдослучайная последовательность
РС ПИ	– радиосистема передачи информации
СФ	– согласованный фильтр
УМ	– усилитель мощности
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ЦАП	– цифроаналоговый преобразователь
ЦСП	– модуль цифровой обработки
ЧКП	– четверично-кодированные последовательности
ЧУК	– частотное уплотнение каналов
ШПС	– широкополосный сигнал
DSP	– внешнее управляющее устройство

Список использованных источников

1. Теория электрической связи : учеб. пособие / под ред. К. К. Васильева. – Ульяновск : УлГТУ, 2008. – 208 с.
2. Радиотехнические системы передачи информации / под ред. В. В. Калмыкова. – М. : Радио и связь, 2005. – 472 с.
3. Информационные технологии в радиотехнических системах / под ред. И. Б. Федорова. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. – 768 с.
4. Карпушкин, Э. М. Основы теории радиотехнических систем. В 2 т. / Э. М. Карпушкин. – Минск : БГУИР, 1993. – 84 с., 2007. – 100 с.
5. Карпушкин, Э. М. Радиосистемы передачи информации: учеб.-метод. пособие / Э. М. Карпушкин. – Минск : БГУИР, 2008. – 63 с.
6. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М. : Изд. Дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
7. Котельников, В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В. А. Котельников. – М. : Госэнергоиздат, 1956. – 152 с.
8. Nyquist, H. Certain factors affecting telegraph speed / H. Nyquist. – Bell System Technical Journal, 3, 1924. С. 324–346.