

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Санкт-Петербургский
государственный университет аэрокосмического приборостроения

Г. И. Никитин

ПРИМЕНЕНИЕ ФУНКЦИЙ УОЛША
В СОТОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ
С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Учебное пособие

Санкт-Петербург
2003

УДК 621.391.2

ББК 32.884.1

Н62

Никитин Г. И.

Н62 Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб. 2003. 86 с.: ил.

Рассматриваются принципы работы и варианты построения сотовых систем связи. Приводятся технические характеристики и функциональные схемы сотовых систем с кодовым разделением каналов, дается описание стандарта IS-95. Излагаются технические особенности построения генераторов функций Уолша, используемых в системе для разделения сигналов по форме. Приводятся автокорреляционные и взаимокорреляционные функции производной системы сигналов и обсуждаются преимущества систем с кодовым разделением сигналов.

Пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности "Радиотехника".

Рецензенты:

кафедра информационных и вычислительных систем
Санкт-Петербургского университета путей сообщения;
кандидат технических наук *В. Н. Яночкин*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

© СПбГУАП, 2003

© Г. И. Никитин, 2003

ПРЕДИСЛОВИЕ

Первые аналоговые сети сотовой связи были введены в эксплуатацию в начале восьмидесятых годов двадцатого века. Сети первого поколения сотовой связи в полной мере выполнили свою “первопроходческую” роль. На их основе были отработаны принципы построения сотовых сетей, выявлены проблемы, организованы операторские компании, разработаны принципы и нормативно-правовая база взаимоотношений операторов, обучены специалисты, и, главное, миллионы людей стали абонентами сотовых сетей и уже не представляют себе жизнь без мобильной связи.

В 90-х годах были разработаны и получили широкое применение сотовые системы второго поколения, основанные на цифровых методах формирования и обработки сигналов при частотном и временном принципах разделения каналов абонентов сети.

В настоящее время на базе цифровых систем разрабатываются и уже находят широкое применение сотовые системы связи третьего поколения, использующие широкополосные сигналы с кодовым разделением каналов [1–7]. Кодовое разделение основано на том, что каждому абоненту выделяется свой абонентский алфавит сигналов (или кодовых последовательностей), с помощью которого он передает информацию. Разделение возможно потому, что сигналы различных абонентов существенно отличаются по форме. При таком способе разделения передаваемая информация снабжается адресом, роль которого выполняют выделенные сигналы. Наличие адресов позволяет реализовать асинхронный режим совместной работы многих абонентов.

Началом исследований по кодовому уплотнению и разделению сигналов можно считать работу Д. В. Агеева, опубликованную в 1935 году [19]. При кодовом разделении имеют место взаимные помехи, которые являются следствием одновременной работы абонентов в общей полосе частот. Однако при КРК можно так выбрать параметры сигналов, что уровень взаимных помех будет сколь угодно малым, т. е. обеспечить заданную помехоустойчивость.

При написании пособия использованы новейшие материалы, взятые из монографий и специализированных журналов и статей, изданных за последний период [1–7]. Однако во всех рассмотренных источниках при описании систем связи с кодовым разделением каналов только упоминается об использовании в системах для этих целей функций Уолша.

Особенности и характеристики функций Уолша, их вид при использовании 64 функций и схемное построение генераторов этих функций нигде в этих источниках не рассматриваются. Данное учебное пособие и призвано восполнить этот пробел.

Содержание пособия является частью лекционных курсов “Радиотехнические системы передачи информации” и “Теория цифровой обработки сигналов в системах связи”, читаемых студентам дневной, вечерней и заочной форм обучения, и может быть полезным как при усвоении материалов лекций, так и при выполнении студентами курсовых и дипломных проектов по тематике телекоммуникационных систем.

Автор выражает признательность и благодарность студентке группы 2701 М. В. Черемениной за помощь при подготовке материалов пособия.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АКФ – автокорреляционная функция
АРМ – автоматическое регулирование мощности
БС – базовая станция
БИС – большие интегральные схемы
БФМ – бинарный фазоманипулированный сигнал
ВКФ – взаимокорреляционная функция
ВРК – временное разделение канала
ГТИ – генератор тактовых импульсов
КРК – кодовое разделение каналов
МСЭ – Международный союз электросвязи
МС – мобильная станция
МСД – многостанционный доступ
П – перемножитель
ПАКФ – периодическая автокорреляционная функция
ПЛИС – программируемые логические интегральные схемы
ПСП – псевдослучайная последовательность
СР – сдвигающий регистр
ССПС – системы сотовой подвижной связи
ССОП – сети связи общего пользования
ССС – системы сотовой связи
ТИ – тактовый импульс
УП – узкополосная система
ФМ – фазовая манипуляция
ЦК – центр коммутации
ЧРК – частотное разделение каналов
ШПС – широкополосный (шумоподобный) сигнал

1. ТРИ ПОКОЛЕНИЯ СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ

В середине 40-х годов исследовательский центр Bell Laboratories американской компании АТТ предложил идею разбиения всей обслуживаемой радиотелефонной связью территории на небольшие участки, которые стали называться сотами (от англ. *cell* – ячейка, сота). Каждая сота имела радиопередатчик с ограниченным радиусом действия и фиксированной частотой. Это позволяло без взаимных помех использовать одну и ту же несущую частоту повторно в другой ячейке (соте).

В 1978 году в Чикаго начались испытания первой опытной системы сотовой связи на 2 тыс. абонентов с полосой частот 40 МГц в диапазоне 800 МГц. Поэтому 1978 год считается годом начала практического применения сотовой связи.

Хотя история сотовой связи насчитывает всего лишь 25 лет, но за этот период с ней успели произойти довольно существенные изменения, и не только количественные, но и качественные, которые продолжают и в настоящее время. За этот период сменилось три поколения систем сотовой связи:

первое поколение – аналоговые системы, уходящие в прошлое;

второе поколение – цифровые системы сегодняшнего дня;

третье поколение – универсальные системы мобильной (подвижной) связи недалекого будущего, разрабатываемые в настоящее время.

1.1. Первое поколение аналоговых систем

Все первые системы, или, как говорят, стандарты, сотовой связи были аналоговыми. Во всех аналоговых стандартах применяются частотная модуляция для передачи речи и частотная манипуляция для передачи информации управления (или сигнализации). Для передачи информации различных абонентов используются различные участки спектра частот, т. е. применяется многостанционный доступ (МСД) с частотным разделением каналов (ЧРК) с шириной полосы каналов в различных стандартах от 12,5 до 30 кГц. Аббревиатура ЧРК в англоязычном представлении обозначается FDMA (Frequency Division Multiple Access – множественный доступ с разделением по частоте).

Поскольку разработка принципов построения систем сотовой связи велась в различных странах мира не по одним и тем же направлениям, то известно девять отдельных аналоговых стандартов сотовой связи первого поколения [1–3]. К ним относятся:

AMPS (Advanced Mobile Phone Service – усовершенствованная мобильная телефонная служба, диапазон 800 МГц) – широко используется в США, Канаде, Центральной и Южной Америке, Австралии, известен также как “североамериканский стандарт”;

NMT450 и NMT900 (Nordic Mobile Telephone – мобильный телефон северных стран, диапазоны 450 и 900 МГц соответственно) – используется в Скандинавии и во многих других странах, известен как “скандинавский стандарт”;

TACS (Total Access Communications System – общедоступная система связи, диапазон 900 МГц) – используется в Англии, Италии, Испании, Австрии, Ирландии, с модификациями ETACS (Enhanced TACS – с расширением) – в Англии и JTACS/NTACS – в Японии;

C-450 (диапазон 450 МГц) – используется в Германии и Португалии;

RTMS (Radio Telephone Mobile System – мобильная радиотелефонная система, диапазон 450 МГц) – используется в Италии;

Radiocom 2000 (диапазоны 170, 200, 400 МГц) – используется во Франции;

NTT (Nippon Telephone and Telegraph system – японская система телефона и телеграфа, диапазон 800–900 МГц – в трех вариантах) – используется в Японии.

Эти аналоговые сотовые системы первого поколения уже не удовлетворяют современному уровню информационных технологий из-за многочисленных недостатков, к числу которых относятся следующие:

несовместимость различных стандартов (“лоскутное одеяло” [2]);

ограниченная зона действия;

низкое качество связи;

отсутствие эффективных методов борьбы с замираниями сигналов;

возможность прослушивания разговоров другими абонентами, т. е.

отсутствие засекречивания передаваемых сообщений;

относительно низкая скорость, являющаяся прямым следствием недостаточно рационального использования выделенной полосы частот при частотном разделении каналов;

отсутствие взаимодействия с цифровыми системами с интеграцией служб (ISDN) и пакетной передачи данных (PDN).

Эти недостатки стали очевидны уже к середине 80-х годов, в самом начале широкого распространения аналоговых систем сотовой связи в ведущих странах, и сразу же значительные силы научно-инженерных кадров были направлены на поиск более совершенных тех-

нических решений. Использование новейших технологий и научных открытий в области связи и обработки сигналов позволило подойти к концу 80-х годов к новому этапу развития систем сотовой связи – созданию систем второго поколения, основанных на цифровых методах обработки сигналов.

1.2. Второе поколение цифровых систем

На смену девяти отдельным аналоговым стандартам сотовой связи первого поколения пришли три цифровых стандарта второго поколения, которые все основаны на методе множественного доступа с временным разделением каналов (ВРК) (TDMA – Time Division Multiple Access):

D-AMPS (Digital AMPS – цифровая AMPS, диапазоны 800 МГц и 1900 МГц), иногда употребляется наименование ADC и NA TDMA – “североамериканский TDMA”;

GSM (Global System for Mobile Communications – глобальная система мобильной связи, диапазоны 900, 1800 и 1900 МГц) – единый общеевропейский стандарт;

JDC (Japanese Digital Cellular – японская цифровая сотовая связь), близкая по своим характеристикам к американскому стандарту D-AMPS.

В США аналоговый стандарт AMPS получил столь широкое распространение, что прямая замена его на цифровой стандарт оказалась практически невозможной. Выход был найден в разработке двухрежимной аналого-цифровой системы, позволяющей совмещать работу аналоговой и цифровой систем в одном и том же диапазоне. Стандарт получил наименование D-AMPS, или IS-54 (Interim Standard – промежуточный стандарт). Его практическое использование началось в 1993 году.

В Европе была осуществлена разработка единого общеевропейского стандарта GSM в диапазоне 900 МГц. С этой целью Европейская конференция администраций почт и электросвязи (СЕРТ), объединяющая администрации связи 26 стран, создала специальную группу Group Special Mobile. Аббревиатура GSM и дала название новому стандарту. Позднее, в связи с широким распространением этого стандарта во всем мире, GSM стали расшифровывать как “глобальная система мобильной связи”.

Практическое применение стандарта началось с 1991 года. В стандарте GSM были использованы самые новейшие разработки ведущих научно-технических центров. К ним, в частности, относятся:

временное разделение каналов;
шифрование сообщений и защита данных абонента;
использование блочного и сверточного кодирования [12–13, 16–17];
новый вид модуляции – GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying – гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом).

Стандарт GSM, продолжая совершенствоваться технически, вышел на освоение нового частотного диапазона 1800 МГц. Это направление известно под названием системы персональной связи. Система получила название DCS 1800 (Digital Cellular System – цифровая система сотовой связи), однако в 1996 году было принято решение именовать ее GSM 1800. В США диапазон 1800 МГц оказался занят другими пользователями, но была найдена возможность выделить полосу частот в диапазоне 1900 МГц и разработана соответствующая версия стандарта GSM – система PCS (Personal Communication Services – услуги персональной связи – американский GSM 1900).

В развитии сотовой связи от США и Европы не отставала и Япония. Там был разработан собственный стандарт сотовой связи. Первоначально он назывался JDC, а позднее – PDC (Personal Digital Cellular – персональная цифровая сотовая связь), по своим показателям близкий к американскому стандарту D-AMPS.

Таким образом, стандарты сотовой связи первого (аналогового) поколения предусматривали технологию частотного разделения каналов (FDMA), когда каждому рабочему каналу в системе выделяют свой частотный диапазон, в то время как в стандартах второго (цифрового) поколения используется метод временного разделения каналов (TDMA), когда каждому каналу выделяется свой временной интервал либо частотно-временной метод (FD/TDMA).

На сегодняшний день FDMA и TDMA практически исчерпали свои возможности и не могут обеспечивать существенно большую пропускную способность. Радикальным решением проблемы дальнейшей эволюции сотовых систем связи явилось применение нового стандарта сотовой связи, основанного на технологии цифровых шумоподобных сигналов и кодового разделения каналов, в английской транскрипции – CDMA (Code Division Multiple Access – множественный доступ с кодовым разделением). При CDMA-технологии каждый из каналов системы полностью использует весь выделенный частотно-временной ресурс, поскольку радиоканалы систем CDMA перекрываются как по времени, так и по частоте. Разделение сигналов отдельных каналов осуществля-

ется за счет того, что каждый канал имеет свою “поднесущую” – адресную кодовую последовательность, сформированную, в частности, по закону одной из 64 функций Уолша.

Основные преимущества систем с CDMA перед другими системами следующие:

- емкость базовых станций системы увеличивается в 8–10 раз по сравнению с AMPS и в 4–5 раз – по сравнению с GSM;

- улучшенное качество звука по сравнению с AMPS;

- отсутствие частотного планирования благодаря использованию тех же самых частот в смежных секторах каждой соты;

- улучшенная защищенность передаваемых данных от несанкционированного доступа;

- улучшенные характеристики покрытия территории, позволяющие использовать меньшее количество сот;

- большее время работы батарей до разрядки в мобильных терминалах.

Существенным достоинством цифровой связи с шумоподобными сигналами является защищенность канала связи от перехвата, помех и прослушивания. Именно поэтому технология кодового разделения каналов была изначально разработана и использовалась для вооруженных сил США, и лишь в дальнейшем американская компания-разработчик Qualcomm на основе этой технологии создала стандарт cdmaOne и передала его для коммерческого использования. После ряда успешных испытаний в США в 1993 году был принят стандарт CDMA как внутренний стандарт цифровой сотовой связи, получивший название IS-95 (диапазон 800 МГц). Стандарт предусматривает совместимость с существующей в США системой сотовой телефонии AMPS. Для систем, работающих по стандарту IS-95, выделена та же самая полоса частот, что и для AMPS, т. е. CDMA работает “поверх” существующей AMPS.

Коммерческая эксплуатация сетей стандарта IS-95 начала применяться с 1995 года в Гонконге и в Южной Корее, а в США начала использоваться версия этого стандарта для диапазона 1900 МГц. В Англии вступила в эксплуатацию сеть One-2-One, созданная на базе стандарта GSM (1800 МГц).

К концу 1999 года в мире, по данным CDG (CDMA development group – группа развития CDMA), стандарт IS-95 выбрали более 50 млн абонентов. В этом числе 28 млн – в Азии, 16,5 млн – в Северной Америке и 5 млн – в Латинской Америке. В Европе, Ближнем Востоке и Африке насчитывается более 1 млн абонентов.

В России в настоящее время развиваются системы сотовой подвижной связи (ССПС) трех стандартов – NMT-450, AMPS и GSM, два из которых – NMT-450 и GSM приняты в качестве федеральных. Стандарт AMPS и его цифровой вариант D-AMPS ориентированы на региональное использование.

Первая ССПС была открыта в Москве в 1991 году компанией “Московская сотовая связь” (МСС) и использовалось оборудование аналогового стандарта NMT-450. В июне 1994 года в Москве началась коммерческая эксплуатация ССПС компании “Би-Лайн”, использующей аналоговый стандарт США AMPS (800 МГц). В настоящее время “Би-Лайн” также предоставляет услуги цифровой сотовой связи в стандарте D-AMPS.

С января 1996 года в Москве и в области началась коммерческая эксплуатация сети цифровой сотовой связи стандарта GSM (900 МГц). Оператором сети GSM в Москве является компания “Мобильные Теле-Системы” (МТС). В дальнейшем совместно с операторами сетей GSM в других регионах МТС организована работа по созданию федеральной сети GSM России и ее интеграции с глобальной сетью сотовой связи, охватывающей Европу, Азию, Австралию и африканские страны.

1.3. Глобальная система третьего поколения

Дальнейшее развитие сотовой подвижной связи осуществляется в рамках создания проектов систем третьего поколения, которые будут отличаться унифицированной системой радиодоступа, объединяющей существующие сотовые, пейджерные, бесшнуровые телефонные системы с информационными службами XXI века, включая спутниковые системы связи [9–11, 14]. Они будут иметь архитектуру единой сети и предоставлять связь абонентам в различных условиях, включая движущийся транспорт, жилые помещения, офисы и т.д. В Европе такая концепция, получившая название UMTS (универсальная система подвижной связи), предусматривает объединение функциональных возможностей существующих цифровых систем связи в единую систему третьего поколения FPLMTS (Future Public Land Mobile Telephone System) с предоставлением абонентам стандартизованных услуг подвижной связи. Работы по созданию международной системы подвижной связи общего пользования FPLMTS ведутся Международным союзом электросвязи (МСЭ).

В настоящее время заканчиваются работы по созданию систем мобильной связи третьего поколения, получившим название IMT-2000

(International Mobile Telecommunications-2000). К отличительным особенностям этих систем можно отнести следующие:

обеспечение глобальной связи;

совместимость с действующими системами связи второго поколения;

значительное расширение ассортимента услуг, включая как высококачественную речевую низкоскоростную связь, так и высокоскоростные услуги мультимедиа и беспроводной доступ в Internet, при этом тарифы на предоставление всех этих услуг должны быть значительно снижены;

адаптацию к различным условиям и сценариям связи;

практически мгновенный доступ к услугам;

эффективное использование радиоресурсов.

Европейская система подвижной связи третьего поколения (система UMTS) является результатом дальнейшего развития систем второго поколения, таких как GSM и CDMA. Конечная цель разработки систем связи семейства IMT-2000/UMTS – это создание универсальной системы связи, объединяющей все виды сетей подвижной и стационарной связи, включая как спутниковые [9–11, 14], так и наземные сотовые [1–8] и пейджерные системы [13, 15].

В настоящее время в Европе ведутся работы по стандартизации протоколов радиодоступа, ориентированных на требования систем третьего поколения. Для перспективных ССПС создается новый гибридный стандарт связи TDMA/CDMA (TD/CDMA) по принципу совмещения двух технологий GSM/CDMA. Наиболее важным достоинством новой гибридной системы TD/CDMA является совместимость с GSM-технологией и возможность постепенного внедрения нового стандарта в действующие сети GSM. Разрабатываемая гибридная технология TD/CDMA, получившая название FRAMES, позволяет обеспечить:

широкий набор услуг мобильной связи;

скорости передачи данных до 144 кбит/с для движущихся объектов, до 384 кбит/с для городских условий, до 2 Мбит/с для офисных и других локально-ограниченных условий;

услуги по технологии коммутируемых каналов и с коммутацией цифровых пакетов.

Проект FRAMES (FMA) обеспечивает преемственную связь двух международных стандартов UMTS и IMT-2000 с платформой GSM.

Для единой системы третьего поколения FPLMTS определен диапазон частот 1–3 ГГц, в котором будут выделены полосы шириной 60 МГц для стационарных станций и 170 МГц – для подвижных станций. Начало испытаний наземных компонентов системы состоялось в 2000 году, а ввод спутниковой подсистемы FPLMTS в полосах частот 1980–2010 и 2170–2200 МГц ожидается в 2010 году.

Разрабатывается общий всемирный план нумерации и соответствующие характеристики единой сети, которые гарантировали бы абонентам возможность перемещаться в пределах всего мира.

На рис. 1.1 представлены поколения систем сотовой подвижной связи и этапы их развития по годам, где у соответствующих систем в скобках указаны диапазоны частот.

Рассмотрев рисунок, можно отметить, что если с внедрением стандартов NMT и AMPS наша страна отставала лет на десять, то выход на цифровой стандарт GSM в качестве одного из двух федеральных стандартов (NMT и GSM) сократил этот временной разрыв до шести лет.

Четкая ориентация на прогрессивные мировые технологии дает возможность России не отставать от ведущих стран мира в развитии современных систем подвижной радиосвязи. Не отстает Россия и по внедрению прогрессивного стандарта CDMA в диапазоне 800 МГц. В Москве и Московской области, Ростове-на-Дону, Санкт-Петербурге, Нижнем Новгороде, Рязани и других регионах начинают разворачиваться сети CDMA. В Челябинске опытная сеть уже работает с осени 1996 года, т. е. отставание сократилось до двух лет.

Число абонентов мобильной связи в России за последние годы значительно выросло. Практически ежегодно происходит удвоение числа абонентов (рис. 1.2) [26]. 2001 год в России стал рекордным по темпам роста объема и проникновения услуг мобильной связи. За год число абонентов сотовой связи возросло более чем в два раза – с 3,6 млн до 8,1 млн. В первом полугодии 2002 года число абонентов сотовой связи достигло 10 млн.

Лидером среди распространенных в России стандартов сотовой связи стал стандарт GSM, продемонстрировавший наивысшие показатели роста как в абсолютном приросте абонентской базы в сетях этого регионального стандарта, так и в относительных величинах (81 % абонентской базы от общего объема рынка – рис. 1.3). Учитывая, что еще достаточно большое число российских регионов не охвачено сотовой сетью, можно предполагать, что рост числа абонентов сохранится доста-

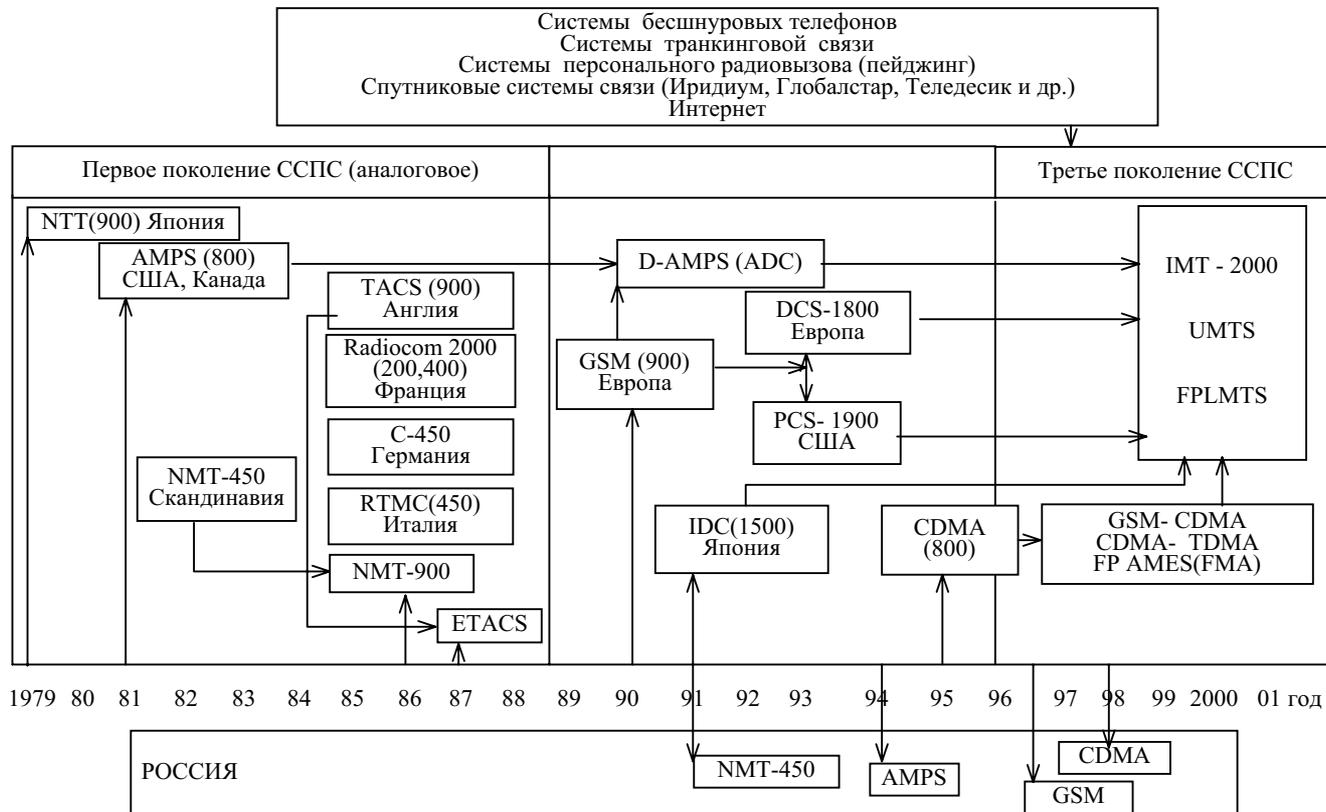


Рис. 1.1. Поколения систем сотовой подвижной связи и этапы их развития

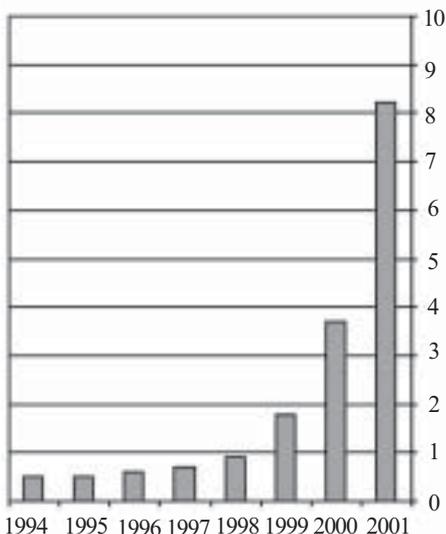


Рис. 1.2. Число абонентов мобильной связи в России (1994–2001 гг.), млн

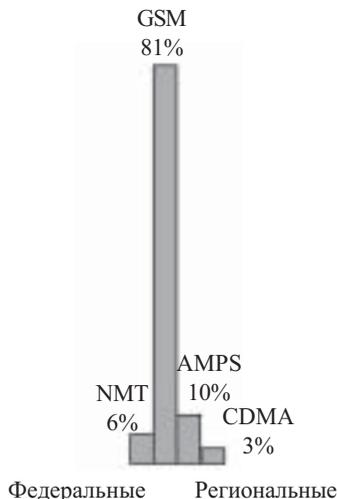


Рис. 1.3. Распределение абонентской базы по стандартам сотовой связи на начало 2001 года

точно долгое время. В постановлении Минсвязи России по проекту новой редакции “Генеральной схемы создания и развития федеральной сети подвижной радиотелефонной связи общего пользования России стандарта GSM” от 10.07.02 предполагается, что общее количество абонентов сети GSM к 2010 году достигнет 23 млн.

2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ

2.1. Состав систем сотовой связи

В 70-е годы был предложен новый принцип организации связи, предполагающий разбиение обслуживаемой территории на небольшие участки, называемые сотами, или ячейками.

Системы сотовой связи (ССС) строятся в виде совокупности ячеек, покрывающих обслуживаемую территорию, например территорию города с пригородами. Ячейки обычно схематически изображают в виде равновеликих правильных шестиугольников, что по сходству с пчелиными сотами и послужило поводом назвать систему сотовой. В действительности ячейки никогда не бывают строгой геометрической формы. Реальные границы ячеек имеют вид неправильных кривых, конфигурация которых зависит от условий распространения и затухания радиоволн, т. е. от рельефа местности, характера и плотности растительности, застройки и тому подобных факторов. Более того, границы ячеек вообще не являются четко определенными и в некоторых пределах смещаются с изменением условий распространения радиоволн.

В условном центре каждой соты находится базовая станция (БС) (BS – Base station), обслуживающая все подвижные мобильные станции (МС) (MS – Mobile Station) в виде абонентских телефонных аппаратов, находящихся в пределах своей ячейки (рис. 2.1).

Все базовые станции соединены с центром коммутации (ЦК) подвижной связи (коммутатором) по выделенным проводам или радиорелейным каналам связи. Центр коммутации (MSC – Mobile Services Switching Center) – это автоматическая телефонная станция системы сотовой связи, обеспечивающая все функции управления сетью. Она осуществляет постоянное слежение за подвижными станциями, организует их эстафетную передачу, в процессе которой достигается непрерывность связи при перемещении подвижной станции из соты в соту и переключение рабочих каналов в соте при появлении помех или неисправностей. Центр коммутации производит соединение подвижного объекта с тем, кто ему необходим и, в частности, в обычной проводной городской телефонной сети связи общего пользования ССОП (PSTN – Public Switching Telephone Network) с выходом во Взаимосвязанную сеть связи (ВСС) России.

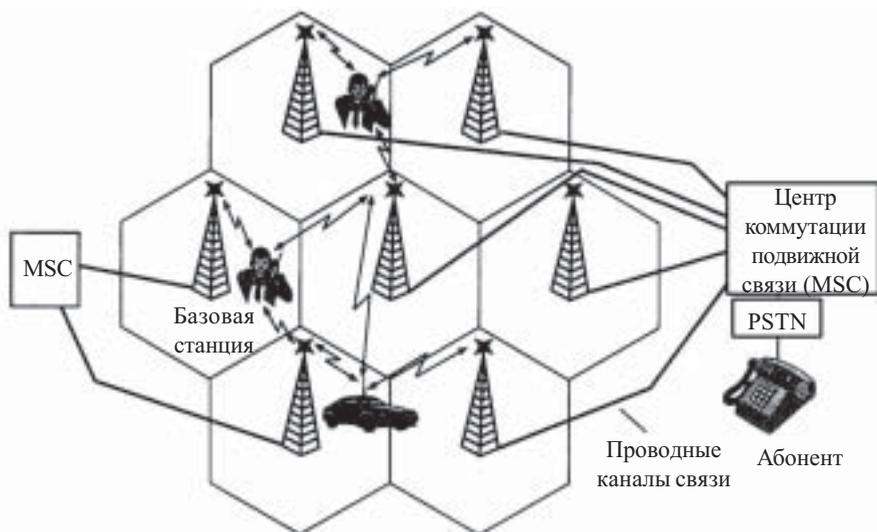


Рис. 2.1. Основные составляющие систем сотовой связи

Таким образом, ЦК является мозговым центром и одновременно диспетчерским пунктом ССС, на который замыкаются потоки информации со всех БС и через который осуществляется выход на другие сети связи – стационарную телефонную сеть, сети междугородной и международной связи, спутниковой связи и другие сотовые сети.

2.2. Принципы функционирования систем сотовой связи

Несмотря на разнообразие стандартов ССС, принципы их функционирования, независимо от имеющихся особенностей, в основном похожи. Для абонента нет разницы, в каком стандарте осуществляется связь. Если ему необходимо позвонить, то он просто нажимает клавишу на своем радиотелефоне, что соответствует снятию трубки на обычном телефоне. Когда же радиотелефон находится в режиме ожидания (трубка положена), то его приемное устройство постоянно просматривает (сканирует) либо все каналы системы, либо только управляющие. Для вызова соответствующего абонента всеми БС ССС по управляющим каналам передается сигнал вызова. С помощью канала вызова происходит непосредственное установление соединения при вызове абонента сети, а сам разговор начинается толь-

ко после того, как будет найден свободный в данный момент канал управления и произойдет переключение на него. Базовые станции, принявшие этот сигнал, передают информацию о его параметрах в ЦК, который после процедур проверки, в свою очередь переключает разговор на ту БС, где зафиксирован максимальный уровень сигнала радиотелефона вызываемого абонента. Все эти процессы происходят очень быстро и поэтому незаметны для абонента, который лишь набирает нужный ему телефонный номер и разговаривает, как по обычному телефону.

В системах с кодовым разделением каналов (КРК) значительного увеличения пропускной способности достигают за счет использования фактора речевой активности абонентов. В зависимости от параметров речи абонента при кодировании из речевого сигнала удаляют избыточность, и кодированную речевую информацию передают с различной скоростью. Мощность передаваемых сигналов при этом изменяют таким образом, чтобы энергия посылки одного символа оставалась неизменной. Так, при более “активной” речи скорость и мощность передачи выше, чем при менее “активной”, энергия же информационных посылок в обоих случаях одинакова. Во время речевых пауз, занимающих в среднем 35–40% длительности разговора, скорость передачи информации по каналу трафика резко сокращают (соответственно понижают и мощность передатчика). В итоге пропускная способность сети может быть увеличена приблизительно в 2 раза [5]; уровень взаимных помех при этом не превышает допустимого порога, а качество связи (коэффициент ошибок) соответствует заданному.

Во время набора номера радиотелефон занимает один из свободных каналов, в котором уровень сигнала БС в данный момент максимален. По мере удаления абонента от БС или в связи с ухудшением условий распространения радиоволн уровень сигнала уменьшается, что ведет к ухудшению качества связи. Улучшение достигается путем автоматического переключения абонента на другой канал связи. Это происходит следующим образом. Специальная процедура, называемая передачей управления вызовом или эстафетной передачей, позволяет переключить разговор на свободный канал другой соседней БС, в зоне действия которой оказался в это время абонент. Аналогичные действия предпринимаются при снижении качества связи из-за помех или неисправностей коммутационного оборудования. Для контроля таких ситуаций БС снабжена специальным приемником, который периодически проверяет уро-

вень сигнала сотового телефона разговаривающего абонента и сравнивает его с допустимым пределом. Если уровень сигнала меньше этого предела, то информация об этом автоматически передается в ЦК по служебному каналу связи.

Таким образом, обязательным условием эстафетной передачи (передачи обслуживания) из одной ячейки в другую является более высокое качество канала связи во второй соте по сравнению с первой. Иначе говоря, обслуживание передается из соты с худшим качеством канала связи в соту с лучшим качеством. Приняв решение о передаче обслуживания и выбрав новую соту, ЦК сообщает об этом БС новой соты, а МС через БС старой соты выдает необходимые команды с указанием нового канала (FDMA), номера рабочего слота (TDMA) и т. п. МС перестраивается на новый канал и настраивается на совместную работу с новой БС, выполняя примерно те же процедуры, что и при подготовке сеанса связи, после чего связь продолжается через БС новой соты. При этом перерыв в телефонном разговоре не превышает долей секунды и остается незаметным для абонента.

В системах с КРК в эстафетной передаче МС могут участвовать несколько БС. В результате такого пространственного разнесения качество связи при переходе МС из одной соты в другую практически не ухудшается – системы с КРК обеспечивают “мягкую” эстафетную передачу (*soft handover*). Режим мягкой эстафетной передачи возможен и в ССС других типов, но в сотовых сетях на основе КРК он не вызывает перегрузок БС вследствие свойства эластичности.

Системы с КРК находят широкое применение в системах связи третьего поколения, в частности, вследствие того, что широкополосные сигналы испытывают меньшие потери на трассе распространения и позволяют эффективно бороться с искажениями в канале связи.

Одной из важных услуг ССС является также организация межрегиональных и международных связей. Такая возможность получила название *роуминг* (от англ. *roam* – бродить, странствовать, блуждать). Абонента, использующего услуги роуминга, называют *ромером* (англ. *roamer*). Для организации роуминга сотовые сети должны быть одного стандарта, а ЦК подвижной связи этого стандарта должны быть соединены специальными каналами связи для обмена данными о местонахождении абонента.

При перемещении абонента в другую сеть ее ЦК запрашивает информацию в первоначальной сети и при наличии подтвержденности

полномочий абонента регистрирует его. Данные о местонахождении абонента постоянно обновляются в ЦК первоначальной сети, и все поступающие туда вызовы автоматически переадресовываются в ту сеть, где в данный момент находится абонент.

По мере развития ССС возможности роуминга заметно расширяются. Так, в системах третьего поколения предусматривается организация роуминга между системами сотовой и мобильной спутниковой связи.

2.3. Методы многостанционного доступа

Сотовые системы связи ориентированы на обслуживание множества подвижных станций, поэтому возникает проблема организации многостанционного доступа (МСД) или множественного доступа (английский эквивалент – Multiple Access – MA). Решение этой задачи возможно пятью различными вариантами:

1. Многостанционный доступ с частотным разделением каналов связи (английское FDMA – Frequency Division Multiple Access).

2. Многостанционный доступ с временным разделением каналов связи (английское TDMA – Time Division Multiple Access).

3. Многостанционный доступ с кодовым разделением каналов связи (английское CDMA – Code Division Multiple Access).

4. Многостанционный доступ с пространственным разделением каналов связи.

5. Многостанционный доступ с поляризационным разделением каналов связи.

Практический интерес для сотовой связи представляют первые три из них. Четвертый метод фактически используется, в частности, при делении ячейки на секторы с применением направленных антенн с шириной диаграммы направленности 120° или 60° , т. е. шестиугольная ячейка разбивается на 3 или 6 секторов, в каждом из которых используется своя полоса частот. Однако обычно этот прием не преподносится как один из методов множественного доступа. Поляризационное разделение в системах сотовой связи не применяется.

2.3.1. Многостанционный доступ с частотным разделением

Многостанционный доступ с ЧРК – наиболее простой из трех методов множественного доступа как по своей идее, так и по возможности реализа-

ции. В этом методе каждому пользователю на время сеанса связи выделяется свой частотный канал с полосой частот Δf (рис. 2.2).

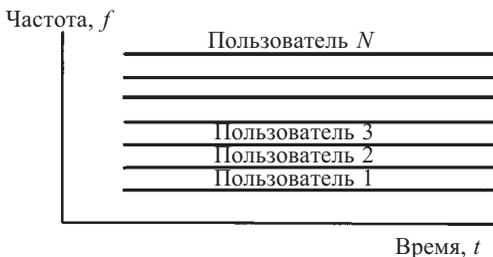


Рис. 2.2. Метод ЧРК (первое поколение ССС)

Метод ЧРК используется во всех аналоговых системах сотовой связи (системах первого поколения) – это единственный метод, который целесооб-

разно использовать в таких системах, при этом полоса Δf составляет 10–30 кГц. Основное слабое место ЧРК – недостаточно эффективное использование полосы частот. Эта эффективность заметно повышается при переходе к более совершенному методу ВРК, что позволяет соответственно повысить емкость системы сотовой связи.

2.3.2. Многостанционный доступ с временным разделением

Многостанционный доступ с ВРК также достаточно прост по идее, но значительно сложнее в реализации, чем ЧРК. Суть метода ВРК заключается в том, что каждый частотный канал разделяется во времени между несколькими пользователями, т.е частотный канал по очереди предоставляется нескольким пользователям на определенные промежутки времени. В качестве примера на рис. 2.3 приведен случай, когда каждый частотный канал делится между тремя пользователями. Строго говоря схема соответствует не чистому методу ВРК, а сочетанию ЧРК с

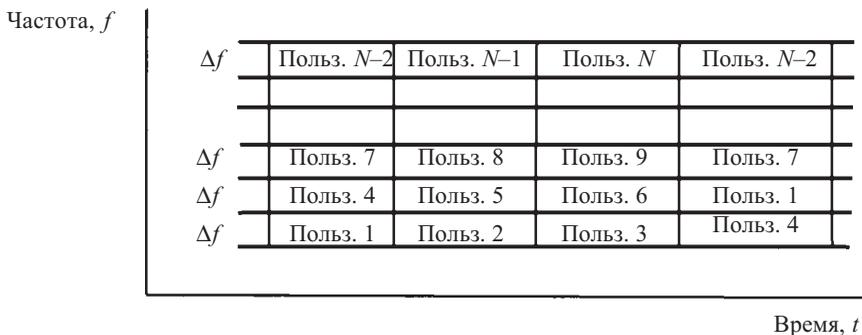


Рис. 2.3. Метод ВРК (второе поколение ССС)

ВРК. Однако именно такая схема находит практическое применение в ССС, и именно ее обычно называют схемой ВРК.

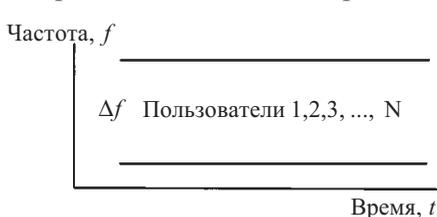
Практическая реализация метода ВРК требует преобразования сигналов в цифровую форму и характерного «сжатия» информации во времени. Цифровая обработка сигналов и схема ВРК используются в стандартах сотовой связи второго поколения D-AMPS, GSM, PDC. Особенно нагляден в этом отношении стандарт D-AMPS: при сохранении той же полосы частотного канала $\Delta f = 30$ кГц, что и в аналоговом стандарте AMPS, число физических каналов в нем возрастает втрое.

Метод ВРК, однако, сам по себе не реализует всех потенциальных возможностей по эффективности использования спектра. Известное преимущество в этом отношении имеет метод КРК.

2.3.3. Многостанционный доступ с кодовым разделением

При многостанционном доступе с КРК большая группа пользователей (например, от 30 до 50) одновременно использует общую относительно широкую полосу частот – не менее 1 МГц.

Метод КРК достаточно сложен и не только в отношении принципов построения, но и в плане практической реализации. Как и ВРК, метод



КРК может быть реализован только в цифровой форме.

При рассмотрении метода КРК будем в значительной мере ориентироваться на технические решения, заложенные в американском стандарте IS-95 и реализованные в разработках компании Qualcomm (США) – это

**Рис. 2.4. Метод КРК
(третье поколение ССС)**

первые практические проработки по методу КРК в применении к сотовой связи.

Основная особенность метода КРК – работа в широкой полосе частот, значительно превышающей полосу сигнала речи, в сочетании с таким кодированием информации каждого из физических каналов, которое позволяет выделять ее из общей широкой полосы, используемой одновременно всеми физическими каналами. Система связи, реализующая КРК, является системой с расширенным спектром – спектр информационного сообщения искусственно расширяется посредством модуляции (кодирования) периодической псевдослучайной последователь-

ностью импульсов с достаточно малым дискретом. Для получения ширины спектра более 1 МГц, что принципиально важно для успешной работы в условиях многолучевого распространения, длительность дискрета модулирующей последовательности должна быть менее 1 мкс. Указанные общие принципы – расширение спектра за счет модуляции псевдослучайной последовательностью в сочетании с кодовым разделением физических каналов – однозначно определяют и общие достоинства метода КРК: высокую помехоустойчивость, хорошую приспособленность к условиям многолучевого распространения, высокую емкость системы.

Помехоустойчивость метода по отношению как к узкополосным, так и широкополосным помехам может быть пояснена следующим образом. Модуляция сигнала псевдослучайной последовательностью при передаче требует его повторной модуляции той же последовательностью при приеме (что эквивалентно демодуляции сигнала), в результате чего восстанавливается исходный сигнал. При этом подбор задержки демодулирующей последовательности производится с точностью до дискрета последовательности, и правильному значению задержки соответствует максимальный отклик на выходе фильтра-демодулятора. Описанная схема обработки соответствует корреляционному приему [20]. Если помеха узкополосная, то демодулирующая псевдослучайная последовательность при приеме воздействует на нее как модулирующая, т. е. «размазывает» ее спектр по широкой полосе W_{ss} , в результате чего в узкую полосу сигнала W_s попадает лишь $1/G$ часть мощности помехи, так что узкополосная помеха будет ослаблена в G раз, где $G = W_{ss}/W_s \sim$ выигрыш обработки, равный отношению полосы расширенного спектра W_{ss} к полосе W_s исходного сигнала. Например, при $W_{ss} = 1,23$ МГц и $W_s = 19,2$ кГц выигрыш обработки составляет $G = 65$. Если же помеха широкополосная – с полосой порядка W_{ss} или шире, то демодуляция не изменяет ширины ее спектра, и в полосу сигнала помеха попадает ослабленной во столько раз, во сколько ее полоса шире полосы W_s исходного сигнала.

Возможность успешной работы в условиях многолучевого распространения также непосредственно связана с корреляционным приемом. Если корреляционный приемник имеет несколько каналов и каждый из них может быть настроен на свою задержку сигнала, то разные каналы могут быть согласованы по задержке с сигналами, прошедшими по разным путям, а сигналы с выходов всех каналов после соответствующего выравнивания во времени могут быть просуммированы. Замирания сиг-

нала (феддинг), связанные с многолучевым распространением, сами по себе являются частотно-селективными и заметно ослабляются при полосе сигнала более 200–300 кГц. При этом ослабление сигналов в методе КРК на 20–30 дБ меньше по сравнению с ЧРК или ВРК. Емкость системы при использовании метода КРК также возрастает.

В стандарте КРК IS-95 доминирующее значение при выборе вида псевдослучайных последовательностей (ПСП) для формирования широкополосного сигнала (ШПС) в ССС имеют прежде всего взаимные и автокорреляционные характеристики ансамбля сигналов, его объем, простота реализации устройств формирования и “сжатия” (свертки) сигналов в приемнике. В этой связи для формирования передаваемой фазоманипулированной последовательности импульсов ШПС используются линейные M-последовательности и их сегменты. Для расширения объема ансамбля сигналов применяют составные (производные) ПСП, сформированные на основе M-последовательностей и последовательностей Уолша.

В стандарте IS-95 для модуляции сигнала используется три вида функций: “короткая” и ”длинная” ПСП и функции Уолша с номерами от 0 до 63. Последние широко применяются при цифровой обработке сигналов [22, 23] и являются в некотором смысле дискретным аналогом синусоид (косинусоид) кратных частот (см. раздел 5). Длина короткой ПСП составляет $2^{15} - 1 = 32767$ символов, длинной ПСП – $2^{42} - 1 \approx 4,4 \cdot 10^{12}$ символов. Длительность дискрета (символа) для всех трех модулирующих функций одинакова (для функций Уолша имеется в виду дискрет функции высшего порядка – 63) и соответствует частоте следования символов 1,2288 МГц. Этим значением и определяется занимаемая системой с КРК полоса частот.

3. ОСНОВЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

3.1. Сложные сигналы и мобильная связь

Сложными называют сигналы, база которых равная произведению длительности сигнала на ширину спектра существенно больше единицы:

$$B = T \times \Delta F, B \gg 1,$$

где B, T и ΔF – база, длительность и ширина спектра сигнала соответственно.

В последние годы сложные сигналы стали находить применение не только в службах ведомственной связи, но и в коммерческих системах телекоммуникаций. Это объясняется постоянным ростом потребности в услугах радиосвязи, а поскольку выделенный частотный ресурс жестко ограничен, приходится использовать его более эффективно. На применении сложных сигналов базируется технология, позволяющая использовать уже занятые частотные диапазоны при соблюдении условий полной электромагнитной совместимости. В ближайшем будущем стратегия развития систем радиосвязи будет заключаться в улучшении показателей спектральной эффективности, возрастании надежности оборудования, повышении качества и снижении стоимости услуг связи [5]. Поэтому сложные сигналы, на применении которых основана КРК-технология, будут широко использоваться в системах связи XXI века.

Основная идея технологии сложных сигналов основывается на преобразовании узкополосных сигналов с шириной спектра Δf в широкополосные сигналы с шириной спектра ΔF при постоянстве энергии сигналов E , как показано на рис. 3.1.

Пусть требуется передать сообщение, спектр которого имеет ширину Δf , а спектральная плотность энергии может быть оценена отношением $E/\Delta f$. При использовании широкополосной передачи излучается сигнал с преднамеренно расширенной полосой ΔF так, что

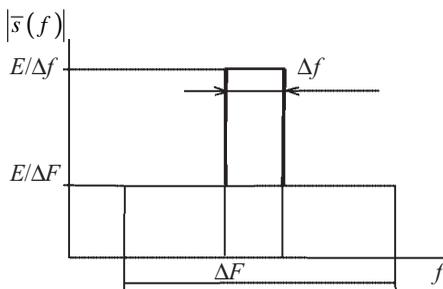


Рис. 3.1. Преобразование ширины спектра сигналов

спектральная плотность энергии исходного сигнала уменьшается в $\Delta F/\Delta f$ раз и составляет $E/\Delta F$. База же сигнала, равная произведению ширины спектра на длительность, возрастает при этом в $\Delta F/\Delta f$ раз.

Из рис. 3.1 видно, что полученный сложный (шумоподобный) сигнал по отношению к исходному простому представляет собой шум с приблизительно постоянной в пределах интервала Δf спектральной плотностью мощности. Ясно, что чем больше “растянута” полоса ΔF сложного сигнала при постоянстве энергии E , тем меньше спектральная плотность энергии сигнала. В итоге получившаяся широкополосная система сможет оказывать на работающую в том же диапазоне узкополосную систему сколь угодно малое влияние.

Сигналы с большой базой обеспечивают ряд преимуществ:

- высокую помехозащищенность систем связи;
- эффективную борьбу с искажениями сигналов в канале связи;
- одновременную работу многих абонентов в общей полосе частот за счет кодового разделения каналов;
- совместимость передачи информации с измерением параметров движения объектов;

более эффективное использование спектра частот на ограниченной территории.

Помехозащищенность определяет способность радиотехнической системы противостоять воздействию помех. Помехозащищенность включает в себя понятия скрытности и помехоустойчивости. Скрытность – способность противостоять обнаружению сигнала и измерению его параметров. Помехоустойчивость – способность системы работать с заданным качеством в условиях воздействия различного рода помех. Помехозащищенность системы – необходимое условие ее нормальной работы, однако в зависимости от назначения системы связи к помехозащищенности предъявляют различные требования.

Искажения в канале связи в значительной степени обусловлены *многолучевым распространением* сигналов, когда в ходе отражения от многочисленных препятствий сигнал в точку приема приходит по нескольким путям (лучам), причем сигналы в разных лучах могут иметь различные амплитуды, начальные фазы, временные и доплеровские сдвиги. Интерференция лучей в точке приема приводит к быстрым замираниям и межсимвольной интерференции, что значительно усложняет работу системы связи. Обычно для компенсации замираний мощность передатчиков базовых станций ССС увеличивают на 10–20 дБ. Применение

сложных сигналов дает более эффективный способ борьбы с многолучевостью.

При использовании сложных сигналов возможно выделение сигналов отдельных лучей из общей интерференционной картины за счет корреляционной обработки при приеме. На рис. 3.2, *а* изображена комплексная огибающая фазоманипулированного сложного сигнала длительностью T .

На рис. 3.2, *б* показан сигнал на выходе коррелятора – отклик коррелятора. Этот отклик соответствует автокорреляционной функции сигнала (АКФ), которая имеет длительность $2T$, и в ней можно выделить две резко различающиеся структуры. В центре АКФ – резкий выброс в виде узкого импульса, называемый центральным пиком, или основным лепестком. Его амплитуда R_0 , а длительность обратно пропорциональна ширине спектра сигнала

$$\tau_0 \propto 1/\Delta F.$$

Чем шире спектр сигнала, тем уже центральный пик. Оставшуюся область АКФ занимают боковые лепестки с максимальным уровнем R_A . На рис. 3.2, *в* изображен отклик коррелятора на несколько сигналов, пришедших различными путями.

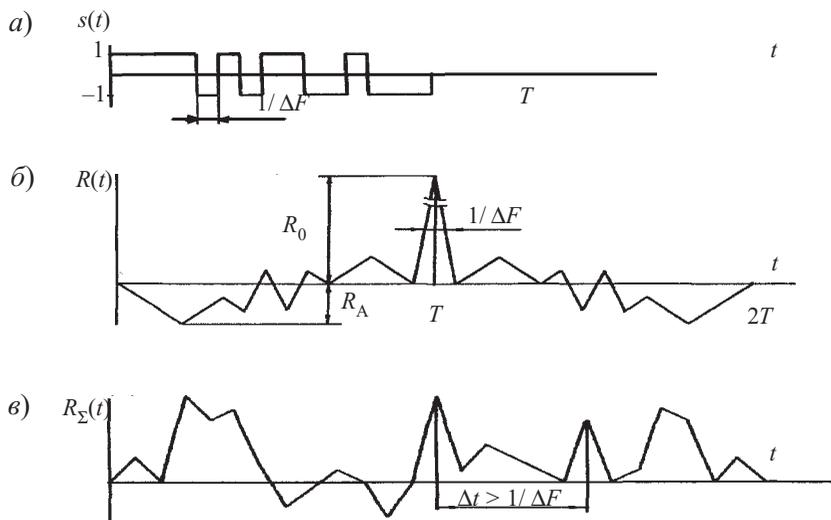


Рис. 3.2. Сложные сигналы и борьба с многолучевостью

Если задержка между лучами Δt больше длительности центрального пика, то лучи можно разделить, отделив центральные пики один от другого, и просуммировать их. Такой принцип борьбы с многолучевостью был использован еще в 1956 году в системе коротковолновой связи с широкополосными сигналами RAKE [20, 21].

3.2. Основные принципы работы систем со сложными сигналами

Известно несколько способов организации систем со сложными сигналами, но в каждом случае должен быть выполнен ряд условий [5, 18, 19]:
расширение базы сигнала посредством кода;
кодированная синхронизация передающей и приемной сторон;
уровень взаимных помех в системе не выше порогового;
применение оптимальных кодовых последовательностей с целью улучшения характеристик системы.

Существует два основных способа расширения базы сигналов:
быстрое скачкообразное изменение несущей частоты;
прямое расширение спектра частот.

При скачкообразном изменении несущей частоты каждый символ сообщения передают с помощью набора дискретных частот в виде частотно-временной матрицы [19].

При использовании второго способа расширения базы исходный узкополосный сигнал умножают на ПСП, состоящую из N элементов (чипов) длительностью Δ каждый и имеющую период повторения $T = N \times \Delta$. В этом случае база сигнала B численно равна количеству N элементов на периоде ПСП. Алгоритмы генерирования ПСП известны и табулированы. На практике часто используют бинарные ПСП, т. е. последовательности на основе двоичного алфавита, состоящие из элементов, которые условно можно обозначить “+1” и “-1”. Такие последовательности обладают рядом важных свойств [6]:

в ПСП количество элементов “+1” и “-1” приблизительно одинаково;
отрезок ПСП длины r , состоящий только из элементов “+1” или “-1”, встречается в среднем $2^{-r} N$ раз в последовательности с периодом повторения N ;

АКФ и взаимные корреляционные функции (ВКФ) таких последовательностей обеспечивают оптимальную корреляционную обработку при приеме.

Принцип расширения базы сигнала по методу прямого расширения спектра частот поясняет рис. 3.3, (*a* – кодовый модулятор; *b* – информационный сигнал; *в* – кодовая последовательность; *г* – информационный сигнал, манипулированный кодом; *д* – фазоманипулированный сложный сигнал; *e* – комплексная огибающая фазоманипулированного сигнала). На фрагментах *b*, *в*, *г* единичный бит соответствует элементу “+1”, а нулевой – элементу “-1”.

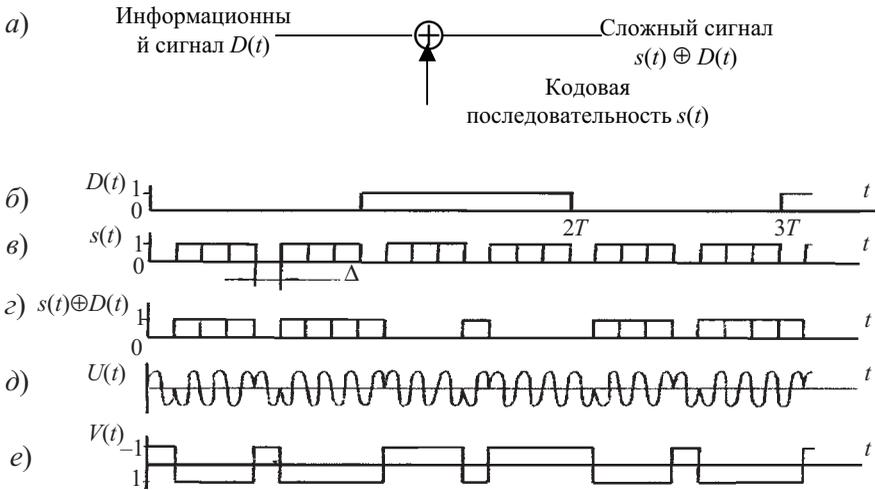


Рис. 3.3. Методы прямого расширения частот:

Единичный бит данных источника информации инвертирует кодовую последовательность, а нулевой бит оставляет ее неизменной.

На выходе передатчика фазоманипулированные сигналы $U(t)$ представляют собой последовательность радиоимпульсов, начальные фазы которых (0 и 180°) меняются по заданному закону. Комплексная огибающая таких сигналов – последовательность положительных и отрицательных видеоимпульсов $V(t)$.

Дискретный сигнал, кодовая последовательность которого является бинарной ($a_i \in \{\pm 1\}$, $i=0, 1, \dots, N-1$, т. е. от импульса к импульсу меняются только начальные фазы, а амплитуды остаются постоянными), называют бинарным фазоманипулированным (БФМ) сигналом.

Прием сигнала осуществляют с помощью оптимального приемника, который для сигнала с известными параметрами вычисляет корреляционный интеграл:

$$Z = \int_0^T x(t) S_{\text{оп}}(t) dt,$$

где $x(t)$ – входной сигнал, состоящий из смеси полезного сигнала и шума; $S_{\text{оп}}(t)$ – опорная копия адресной последовательности, известная на приемной стороне; T – период кода.

По величине Z принимают решение о сигнале. Вычисляют корреляционный интеграл с помощью коррелятора или согласованного фильтра.

Корреляционная обработка сложных сигналов позволяет добиться энергетического выигрыша при приеме, величина которого определяется базой сигнала.

3.3. Критерии выбора кодовых последовательностей

Выбор кодовых последовательностей для системы с КРК зависит от типа канала: *прямой* (от БС к МС) или *обратный* (от МС к БС). В прямом канале связи поддерживают тактовую и кадровую синхронизацию адресных последовательностей рабочих каналов одной БС. Синхронизацию обеспечивают при формировании группового сигнала в передающем тракте БС. Преодолев расстояние от БС до МС, сигналы поступают на вход приемника МС без взаимных временных сдвигов, поскольку в пределах одного луча все они проходят одинаковое расстояние. Следовательно, на входе приемника МС сохраняется режим тактовой и кадровой синхронизации адресных последовательностей рабочих каналов, а значит, можно использовать синхронную обработку группового сигнала. Поэтому для минимизации межканальных помех в прямом канале связи в качестве адресных последовательностей возможно применение ансамблей ортогональных сигналов. Тогда коррелятор на приемной стороне отреагирует только на ту адресную последовательность, эталон которой хранится в приемнике. Отклик коррелятора на сигналы соседних каналов в идеале должен быть нулевым. Примером ансамблей ортогональных сигналов может служить ансамбль функций Уолша [18–19, 22–23].

В обратном канале связи ситуация принципиально иная: у адресных последовательностей рабочих каналов МС временные сдвиги произвольные, т. е. имеет место асинхронный режим работы МС. Поэтому в обратном канале нужен ансамбль сигналов с хорошими корреляционными свойствами. Требования к ВКФ k -й и l -й последовательностей формулируется следующим образом:

$$R_n = \max_{\substack{k \neq l \\ m}} |R_{kl}(m)| = \min,$$

где m – произвольный временной сдвиг одной последовательности относительно другой, т. е. максимальный уровень выбросов ВКФ должен быть как можно меньше.

Вместе с тем и в прямом, и в обратном каналах ансамбли сигналов должны обладать хорошими автокорреляционными свойствами:

$$R_{a \max} = \max_{\substack{m \neq \text{mod } N \\ k}} |R_{kk}(m)| = \min,$$

т. е. максимальный уровень боковых лепестков АКФ должен быть как можно меньше. Это требование вызвано тем, что в условиях многолучевого распространения боковые лепестки сильного сигнала могут маскировать основной лепесток слабого сигнала. Кроме того, при малом уровне боковых лепестков значительно быстрее проходят процессы кодовой синхронизации и возрастает помехоустойчивость системы в целом.

Объединяя требования к ВКФ и АКФ, для обратного канала вводим общий минимаксный критерий

$$R_{\max} = \max \{R_{\text{вmax}}, R_{a \max}\} = \min.$$

В идеале $R_{\max} = 0$, но это условие принципиально недостижимо.

В системах с КРК широкое применение находят бинарные коды на основе М-последовательностей [19]. Это обусловлено хорошими свойствами периодических автокорреляционных функции (ПАКФ) таких кодов, для которых:

$$R_{na}(m) = \begin{cases} 1, & \text{если } m = \text{mod } N, \\ -1/N, & \text{если } m \neq \text{mod } N, \end{cases}$$

где N – длина М-последовательности; m – произвольный взаимный временной сдвиг двух копий последовательности.

Таким образом, уровень боковых лепестков ПАКФ М-последовательностей постоянен и равен по модулю $|R_{na \max}| = 1/N$. Бинарные коды на основе М-последовательностей являются минимаксными, так как достигают минимальной границы для величины максимального бокового лепестка ПАКФ.

Очевидно, что при достаточно больших длинах М-последовательностей можно добиться сколь угодно малой величины уровня боковых лепестков ПАКФ при большой величине основного лепестка. Это свой-

ство M-последовательностей позволяет выделять отдельные лучи из общей интерференционной картины, а также с высокой степенью точности поддерживать кодовую синхронизацию в системе связи при многолучевом распространении радиоволн и передвижении мобильных абонентов со значительной скоростью.

Правильный выбор адресных последовательностей наделяет систему с КРК рядом уникальных свойств.

Абоненты системы поддерживают связь, полностью используя весь частотно-временной ресурс. Каждому рабочему каналу выделяют свои адресные последовательности, причем сигналы соседних каналов в силу корреляционных свойств адресных последовательностей воспринимаются при приеме как белый шум, уровень которого можно снижать, увеличивая базу сигналов. При правильном выборе адресных последовательностей пропускная способность сети максимальна.

Превышение допустимого числа активных абонентов не нарушает связь, а лишь несколько ухудшает ее качество. Это свойство систем с КРК называют *эластичностью*.

Системы с КРК способны работать в одном диапазоне с другими радиотехническими средствами, в том числе и с системами связи. При этом возможно соблюдение условий полной электромагнитной совместимости за счет малой спектральной плотности энергии сложных сигналов.

Системы с КРК обеспечивают высокую степень безопасности и конфиденциальности передаваемых сообщений за счет использования ПСП большой длины.

4. СИСТЕМА СОТОВОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Теория метода многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (КРК-СДМ) с цифровыми шумоподобными сигналами была предложена в нашей стране Л.Е.Варакиным [18,19]. Технология сотовой связи с КРК в ближайшие годы несомненно вытеснит аналоговые системы и составит серьезную конкуренцию цифровым технологиям, таким как GSM.

Отличительной особенностью цифровой связи с ШПС является защищенность канала связи от перехвата, помех и подслушивания. Именно поэтому метод КРК с ШПС был первоначально разработан и использован для вооруженных сил США, и только позже (с 1995 г.) американская компания Qualcomm на основе этой технологии создала стандарт IS-95 (cdma One) и передала его для коммерческого использования.

Если для организации многостанционного доступа при разделении каналов по частотному признаку отведенный диапазон частот делится на узкополосные каналы, а при разделении по временному признаку каждому каналу отводится свой временной интервал, то в стандарте КРК передаваемую информацию кодируют и сообщение превращается в шумоподобный широкополосный сигнал, которое можно выделить на приемной стороне только располагая соответствующим кодом. При этом одновременно в широкой полосе частот можно передавать и принимать множество сигналов, которые не мешают друг другу.

Центральным понятием метода МСД с КРК в реализации компании Qualcomm является прямое расширение спектра частот на основе использования 64 видов последовательностей, сформированных по закону функций Уолша.

4.1. Общая характеристика стандарта IS-95 (cdmaOne)

Система КРК фирмы Qualcomm рассчитана на работу в диапазоне частот 800 МГц. Общая полоса частот канала связи составляет 1,25 МГц. Для передачи речевых сообщений выбрано речеобразующее устройство с алгоритмом CELP со скоростью преобразования 8000 бит/с (9600 бит/с в канале). Возможны режимы работы на скоростях 1200, 2400 и 4800 бит/с.

В каналах системы применяется сверточное кодирование со скоростью 1/2 (в каналах от БС – прямой канал) и 1/3 (в каналах от МС –

обратный канал), декодер Витерби с мягким решением [17] и “перемешивание” передаваемых сообщений.

Наряду с функциями Уолша с номерами от 0 до 63, для модуляции сигнала используются “короткая” и “длинная” псевдослучайные последовательности. Длительность дискрета для всех трех модулирующих функций одинакова и соответствует частоте следования 1,2288 МГц.

Основные характеристики стандарта IS-95 и технические параметры оборудования приведены в табл. 4.1.

В стандарте используется раздельная обработка отраженных сигналов, приходящих с разными задержками, и последующее их весовое сложение, что значительно снижает отрицательное влияние эффекта многолучевости. При раздельной обработке лучей в каждом канале приема на БС используется четыре параллельно работающих коррелятора, а на МС – три коррелятора. Наличие параллельно работающих корреляторов позволяет осуществить мягкий режим “эстафетной передачи” при переходе из соты в соту.

Параметр	Значение
Диапазон частот передачи, МГц	
МС	824,040–848,860
БС	869,040–893,970
Относительная нестабильность несущей частоты	
МС	$\pm 2,5 \cdot 10^{-6}$
БС	$\pm 5 \cdot 10^{-8}$
Вид манипуляции несущей частоты	
МС	OQPSK(СФМ-4)
БС	QPSK(ФМ-4)
Ширина спектра излучаемого сигнала, МГц	
по уровню – 3 дБ	1,23
по уровню – 40 дБ	1,50
Тактовая частота ПСП, МГц	1,2288
Количество элементов в ПСП, бит	
для БС – “короткая” M-последовательность	$2^{15}-1=32767$
для МС – “длинная” M-последовательность	$2^{42}-1 \approx 4,4 \cdot 10^{12}$
Количество каналов БС на 1 несущей частоте (КРК – при 64 функциях Уолша)	1 пилот-канал 1 канал синхронизации 7 каналов персонального вызова 55 каналов связи

Параметр	Значение
Количество каналов МС	1 канал доступа 1 канал связи
Скорость передачи данных в каналах, бит/с синхронизации	1200
персонального вызова и доступа в каналах связи (трафика)	9600, 4800, 2400 9600, 4800, 2400, 1200
Помехоустойчивое кодирование информа- ции в каналах МС доступа и обратного трафика	Сверточный код с длиной кодо- вого ограничения 9 и скоростью 1/3 (декодирование по Витерби с мягким решением), 64-ричное кодирование ортогональными сигналами Уолша
БС синхронизации, персонального вызова и прямого трафика	Сверточный код с длиной кодо- вого ограничения 9 и скоростью 1/2 (декодирование по Витерби с мягким решением)
Перемежение информации в каналах	Блоковое, с длительностью кад- ра 20 мс
Требуемое отношение сигнал/шум, дБ	6–7
Максимальная эффективная излучаемая мощность, Вт	
БС	до 50
МС	от 1,0 до 6,3
Точность управления мощностью передат- чика МС, дБ	$\pm 0,5$

Таблица 4.1

В процессе мягкой эстафетной передачи МС могут сопровождать две и более БС. Принятые меры позволяют поддерживать высокое качество связи при переключении МС с одной БС на другую и делают эстафетную передачу практически незаметной для пользователя.

Быстродействующая система автоматического регулирования мощности (АРМ) передатчиков МС не только обеспечивает заданный сред-

ний уровень сигнала при приеме на БС, но и существенно компенсирует быстрые замирания на трассе распространения. Эффективная работа системы АРМ МС облегчает работу приемника БС, снижает уровень внутрисистемных шумов, увеличивает помехоустойчивость и повышает пропускную способность сети связи.

Стандарт IS-95 гарантирует закрытость передаваемых сообщений и данных об абонентах за счет передачи сообщений с использованием составных адресных поднесущих, сформированных на основе функций Уолша и М-последовательностей с длинами $2^{15}-1$ и $2^{42}-1$.

Протоколы установления связи в КРК (CDMA), так же как в других аналоговых и цифровых стандартах, основаны на использовании логических каналов. Структура каналов в CDMA стандарта IS-95 показана на рис.4.1.

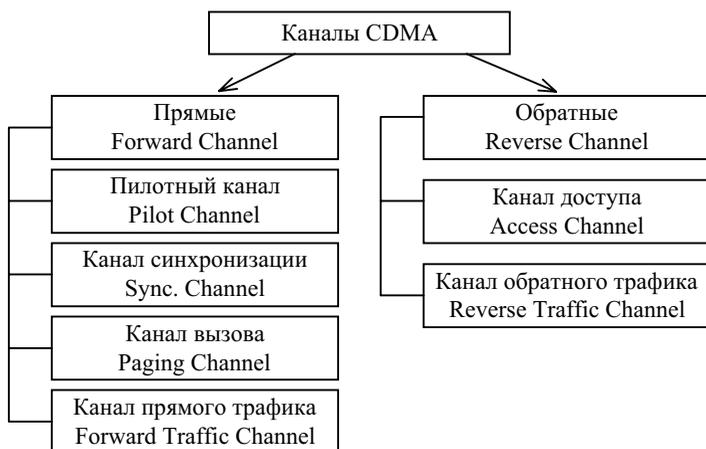


Рис. 4.1. Структура каналов стандарта IS-95

При КРК каналы для передачи с БС называются прямыми (Forward), для приема БС – обратными (Reverse).

4.2. Кодирование в прямом канале связи

Прямой канал связи системы cdmaOne состоит из одного пилотного канала (Pilot Channel), одного канала синхронизации (Synchronisation Channel) и 62 других каналов. Эти 62 канала могут быть полностью использованы для передачи прямого трафика (Forward Traffic Channel),

однако до 7 из них можно использовать и в качестве каналов персонального вызова (Paging Channel).

Назначение и функциональные задачи каналов следующие:

пилотный (ведущий) канал используется МС для начальной синхронизации с сетью и контроля за сигналами БС по времени, частоте и фазе;

канал синхронизации обеспечивает идентификацию БС, уровень излучения пилотного сигнала, а также фазу псевдослучайной последовательности БС. После завершения этих этапов синхронизации начинаются процессы установления соединения;

канал вызова используется для вызова МС. После приема сигнала вызова МС передает сигнал подтверждения на БС, после чего по каналу вызова на МС передается информация об установлении соединения и назначении канала связи. Канал персонального вызова начинает работать после того, как МС получит всю системную информацию (частота несущей, тактовая частота, задержка сигнала по каналу синхронизации);

канал прямого доступа предназначен для передачи речевых сообщений и данных, а также управляющей информации с БС на МС.

Структура каналов передачи БС показана на рис. 4.2.

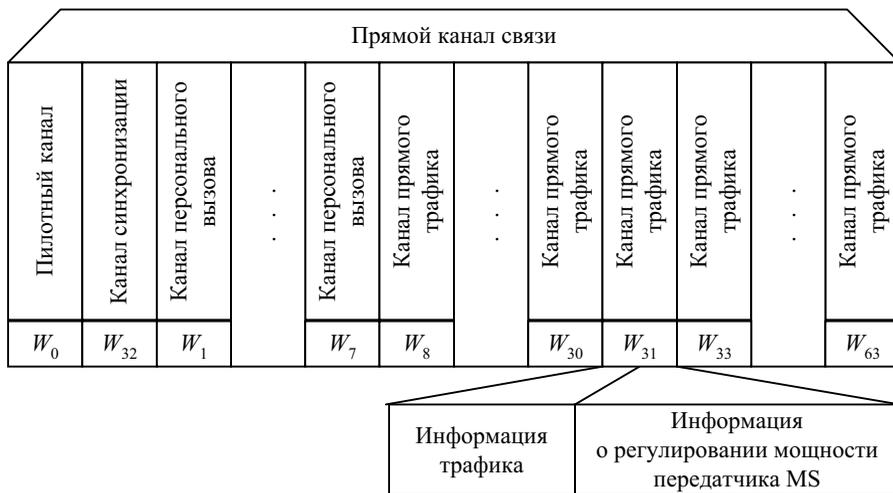


Рис. 4.2. Структура прямого канала связи БС

Для разделения каналов служат кодовые бинарные фазоманипулированные (БФМ) последовательности, сформированные на базе ансамбля из 64 ортогональных функций Уолша – W_i . Адресная последовательность W_0 (константа) предназначена для организации пилотного канала, а адресная последовательность W_{32} (меандр) – для организации канала синхронизации. Каналы персонального вызова и прямого трафика используют другие 62 адресные последовательности.

В системах передачи сообщений сотовой связи стандарта IS-95 используются различные виды кодирования. На рис. 4.3 приведена схема кодирования в прямом канале.

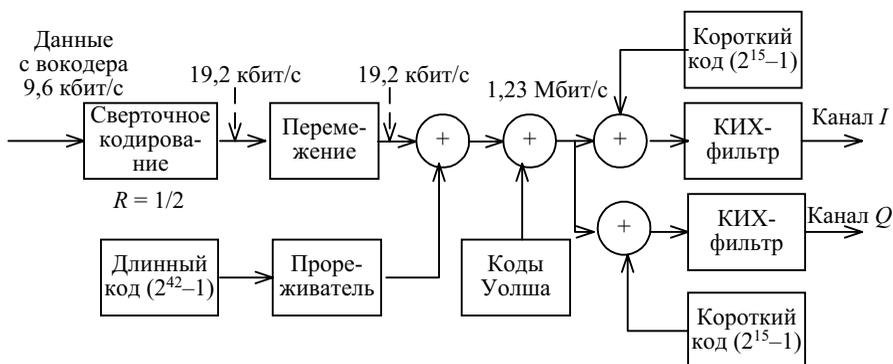


Рис. 4.3. Схема кодирования в прямом канале

Базовая скорость передачи данных и речевых сообщений в канале составляет 9,6 кбит/с. Для реализации на приемной стороне непосредственного исправления ошибок, возникших в канале связи, на передающей стороне используется корректирующий сверточный код [17]. С этой целью базовый цифровой поток разбивается на пакеты длительностью по 20 мс и подается на сверточный кодер с кодовым ограничением 9 и со скоростью 1/2, что соответствует добавлению к каждому информационному символу одного проверочного. При этом на выходе кодера число битов удваивается и скорость потока данных составляет 19,2 кбит/с.

Далее следует процедура блочного перемежения, в ходе которой информацию перемежают (перетасовывают) в пределах 20 мс. Перемежение применяют для преобразования пакетов ошибок, возникающих из-за кратковременных замираний сигнала при передаче (фединг), в одиночные ошибки. Принцип перемежения сводится к тому, что поток дан-

ных записывается в матрицу запоминающего устройства по строкам. При заполнении матрицы считывание осуществляется по столбцам. При этом, когда в канале связи искажаются подряд несколько бит информации, то при приеме эта пачка (пакет) ошибок, после обратного преобразования, превращается в последовательность одиночных ошибок, которые легко исправляются в декодере на приемной стороне.

После перемежения цифровой поток преобразуется с помощью длинного кода и логической операции “сложение по модулю 2”. Длинный код (на основе M-последовательности длиной $2^{42} - 1$) содержит информацию об индивидуальном номере абонента в сети. Маска, необходимая для генерирования длинного кода, записана в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ) мобильной станции. Тактовая частота при генерировании длинного кода – 1,2288 Мбит/с, но устройство “прореживатель” (дециматор) понижает тактовую частоту до 19,2 кбит/с, оставляя лишь каждый 64-й символ в последовательности. Модифицированный длинный код при суммировании по модулю 2 с информацией с выхода блокового перемежителя решает, кроме прочего, задачу скремблирования цифрового потока. Назначением процедуры скремблирования (от англ. *scramble* – свалка, драка) является облегчение условий выделения тактовой частоты в демодуляторе приемной стороны. Скремблирование позволяет получить практически равную вероятность (0,5) появления нулей и единиц в бинарном цифровом потоке, т. е. придает передаваемому цифровому сигналу свойства случайной последовательности.

Наряду с этим скремблирование информации длинным кодом является еще и мощным криптографическим средством, обеспечивающим защиту от несанкционированного доступа передаваемых сообщений.

Следующий этап преобразования сообщения – кодирование с помощью кодов Уолша с длиной кода, равной 64. Номер функции Уолша, применяемой в адресной последовательности, однозначно определяет номер канала трафика данной БС. Каждый символ информации, поступающий на модулятор последовательностей Уолша, заменяется на 64 импульса соответствующей функции Уолша. Таким образом происходит расширение спектра передаваемых сигналов, поскольку техническая скорость передачи информации становится равной

$$19,2\text{кбит/с} \cdot 64 = 1,2288 \text{ Мбит/с.}$$

Очевидно, что на выходе модулятора тактовая частота потока также будет 1,2288 Мбит/с.

При изменении знака бита (0 или 1) информационного сообщения фаза используемой последовательности Уолша изменяется на 180° . Так как эти последовательности взаимно ортогональны, то взаимные помехи между каналами передачи одной БС отсутствуют. Помехи по каналам передачи БС создают лишь соседние БС, которые работают в той же полосе радиочастот и используют ту же самую ПСП, но с другим циклическим сдвигом.

На заключительном этапе двоичный поток разделяется между синфазным и квадратурным каналами (I и Q -каналами) для последующей передачи. До подачи на смесители цифровой поток в каждом из каналов преобразуется с помощью короткого кода и логической операции “исключающее ИЛИ” (суммирование по модулю 2).

Короткий код представляет собой псевдослучайную двоичную последовательность длиной

$$2^{15} - 1 = 32767 \text{ символов,}$$

генерируемую со скоростью 1,2288 бит/с. Эта последовательность является общей для всех БС и МС в сети. Короткий код формируется в 15-разрядном регистре сдвига с линейной обратной связью. Результирующий двоичный поток в каждом канале проходит через цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) с частотой среза фильтра около 615 кГц.

Сформированные в прямом канале связи квадратурные составляющие сигналов во всех 64 КРК-каналах затем объединяются и суммируются с весами в режиме линейного сложения. Синфазный и квадратурный компоненты получившегося группового сигнала фильтруются в основной полосе частот и подаются на схему 4-позиционной фазовой манипуляции ФМ-4 (Quaternary phase shift keying – QPSK), где видеосигнал переносится на промежуточную частоту.

Манипулированный групповой сигнал на промежуточной частоте затем переносится на несущую, подается на линейный усилитель мощности и через полосовой фильтр направляется к передающей антенне БС.

Поскольку все пользователи получают объединенный сигнал, то для выявления информации необходимо передавать опорный сигнал по пилотному каналу. В пилотном канале передается только короткий код, который представляет собой M -последовательность с длиной 2^{15} . МС используют пилотный сигнал для захвата несущей частоты, после чего отслеживают его с точностью до фазы и выделяют опорное напряже-

ние, необходимое для когерентной обработки сигналов данной БС при приеме.

Все БС в системе используют один короткий код, но с разными циклическими сдвигами. По циклическому сдвигу короткого кода выделяются и различаются сигналы, излучаемые БС в разных сотах и секторах сот. Циклические сдвиги имеют равномерный шаг – 2^6 (64) символа. Таким образом, возможны $2^{15}/2^6 = 2^9 - 1 = 511$ различных циклических сдвигов короткого кода относительно положения с условно нулевым сдвигом, т. е. сотовая сеть может состоять из 511 БС со своими персональными номерами, определяемыми значениями сдвига.

Для обеспечения точности циклических сдвигов стандарт cdmaOne использует общую синхронизацию всех БС сети. Единое время в системе и высокая стабильность тактовых частот поддерживается с помощью спутниковой системы радионавигации GPS (Global Positioning System).

Каналы синхронизации всех БС используют одну функцию Уолша W_{32} (меандр) и служат для синхронизации МС с сетью. Поскольку канал синхронизации жестко связан по тактовой частоте и по циклическому сдвигу кода с пилотным каналом, МС получает доступ к синхроинформации той БС, на пилотный канал которой она настроилась.

После завершения процедуры начальной синхронизации МС настраивается на канал персонального вызова. Тем самым МС получает доступ к системной информации и может принимать команды управления.

4.3. Кодирование в обратном канале связи

Обратный канал в стандарте cdmaOne содержит канал доступа (Access Channel) и канал обратного трафика (Reverse Traffic Channel) (см. рис. 4.1). Структура каналов передачи мобильной станции показана на рис. 4.4.

Канал доступа со скоростью передачи 4800 бит/с обеспечивает связь МС с БС, пока МС еще не настроилась на канал обратного трафика. Канал доступа используют совместно с каналом персонального вызова БС для регистрации МС в сети и выполнения начальных процедур по установлению соединения.

Канал обратного трафика обеспечивает передачу речевых сообщений и служебной информации с МС на БС. Однако в обратном канале применяется другая схема кодирования (рис. 4.5).

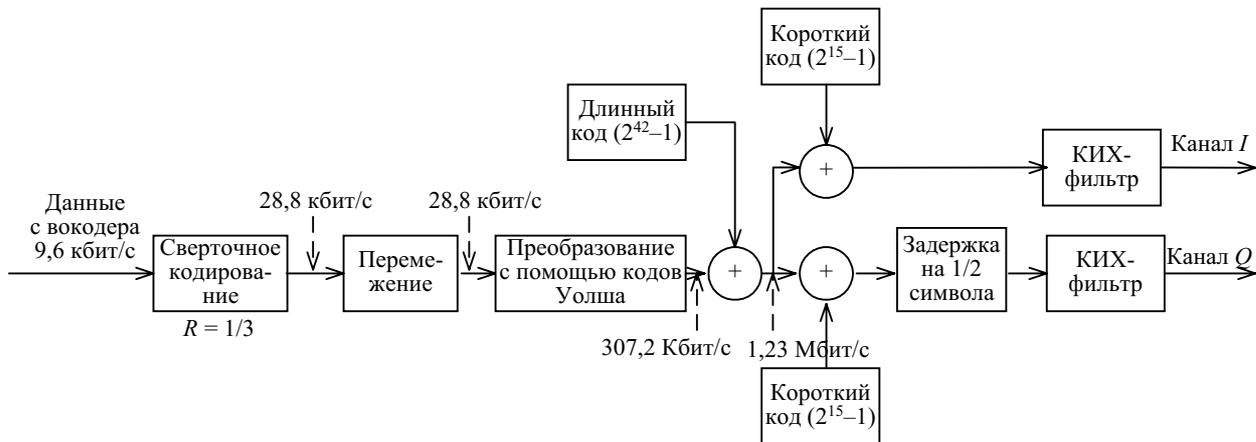


Рис. 4.5. Схема кодирования в обратном канале

В итоге скорость информационного потока на выходе кодера составляет

$$\frac{28800 \text{ символов/с}}{6} \cdot 64 = 307200 \text{ символов/с.}$$

Важно отметить, что в обратном канале связи функции Уолша используются для целей помехоустойчивого кодирования информации, а не только для расширения спектра частот и формирования адресных последовательностей, как это делается в прямом канале.

Далее поток преобразуется с помощью длинного кода ($2^{42}-1$), аналогичного используемому БС, который применяется для увеличения базы сигнала в 4 раза, для решения задачи скремблирования и формирует “адресные признаки” сигнала МС. Все МС в сети используют один и тот же длинный код в каналах обратного трафика, но с разными циклическими сдвигами. Каждая МС характеризуется индивидуальным значением циклического сдвига данного кода. По величине сдвига БС различают сигналы обслуживаемых МС. Маски длинного кода в каналах прямого и обратного трафика совпадают, но в канале обратного трафика не используется прореживатель (дециматор), так что структура кодовой последовательности сохраняется, а тактовая частота остается неизменной – 1,2288 Мбит/с.

Окончательное формирование потока данных происходит таким же образом, как и в БС. Все МС в системе используют один короткий код ($2^{15}-1$) тот же, что и в пилотных каналах БС. Однако циклический сдвиг короткого кода фиксирован и одинаков для всех МС. Затем результирующий сигнал фильтруется в КИХ-фильтрах в квадратурных каналах и подвергается 4-позиционной фазовой манипуляции со сдвигом (офсетной) – СФМ-4 (Offset Quaternary Phase Shift Keying – OQPSK). Взаимный временной сдвиг сигналов, равный половине символа, вводится для того, чтобы фаза манипулированного сигнала изменялась с шагом $\pm \pi/2$. В этом случае одновременная смена символов в каждом из квадратурных каналов не вызывает паразитной амплитудной модуляции огибающей радиосигналов [24]. Манипулированное сообщение переносится с промежуточной частоты на несущую, усиливается по мощности и направляется к антенне МС.

Абонентская емкость системы определяется характеристиками и качеством обратного канала. Для ее увеличения, в частности, применяется регулировка мощности в обратном канале и пространственное разнесение приема на БС.

Таким образом, кодирование в прямом и обратном каналах ССС с КРК позволяет решать определенные задачи (табл. 4.2).

Таблица 4.2

Виды кодирования	Назначение, параметры		Примечание
	Прямой канал	Обратный канал	
Перемежение	Перегруппировка информативной последовательности символов		Преобразование пакетов ошибок в канале в одиночные
Сверточный код	Кодовое ограничение $k = 9$		Исправление одиночных ошибок
	Скорость $R=1/2$	Скорость $R=1/3$	
Код Уолша	Разделение пользователей одной соты	Повышение помехозащитности	В БС нулевой код Уолша определен для пилотного канала, 32-й – для канала синхронизации
	Расширение спектра сигналов		
Длинный код ($2^{42}-1$)		Разделение пользователей одной соты	Зависит от времени и от идентификационного номера пользователя
	Шифрование Скремблирование		
Короткий код ($2^{15}-1$)	Разделение БС или секторов		БС различаются моментом начала синхронизации при формировании кода
	Скремблирование		

Указанные в табл. 4.2 назначения видов кодирования в сотовой системе с КРК – расширение спектра за счет модуляции функциями Уолша и ПСП в сочетании с кодовым разделением физических каналов – однозначно определяют и общие достоинства метода КРК: высокую помехоустойчивость, хорошую приспособленность к условиям многолучевого распространения, высокую емкость системы и защиту сообщений от несанкционированного доступа.

4.4. Перспективы развития сотовых систем с кодовым разделением каналов

Стандарт IS-95 быстро завоевывает популярность во всем мире. В настоящее время ведется разработка международного стандарта мобильной связи третьего поколения на основе метода КРК. Активную деятельность по созданию систем с КРК проводят американские, европейские,

корейские и японские фирмы. В табл. 4.3 приводятся сравнительные данные перспективных систем сотовой связи на основе КРК, разработанных в разных странах. Наряду с функциями Уолша и М-последовательностями для кодирования сообщений в системах с КРК предусматривается использование кодов Голда и кодов Касами [5].

Таблица 4.3

Параметр	Значение (по регионам)		
	Северная Америка	Европа	Япония
Фирмы разработчики	QUALCOMM MOTOROLA Lucent Nortel	Ericsson Nokia Siemens	NTT
Режим дуплексирования прямого и обратного каналов	Частотный	Частотный/ временной	Частотный
Ширина полосы радиоканала, МГц	1,25/5/10/20	1,25/5/10/20	6,4/12,8
Тактовые частоты расширяющих последовательностей, Мбит/с	1x, 4x, 8x1,2288; 1x, 3x, 6x, 12 x1,2288	1,024/4,096/8,192/16,384	5,2
Адресные (расширяющие) последовательности	Коды Уолша различной длины и М-последовательности	Коды Голда и М-последовательности	Ортогональные коды и коды Касами
Вид манипуляции несущей частоты	ФМ-4 / СФМ-4	ФМ-4 / ФМ-2	ФМ-4/СФМ-4

Североамериканский проект предусматривает постепенную эволюцию стандарта cdmaOne в стандарт мобильной связи третьего поколения. “Плавный переход” к новым средствам связи позволит операторам ныне действующих сетей какое-то время совместно эксплуатировать узкополосные (УП) системы с шириной полосы 1,25 МГц и широкополосные (ШП) системы КРК. Это должно, во-первых, доставить меньше неудобств абонентам и компаниям-операторам при переходе к новому стандарту, а во-вторых, сократить единовременные капиталовложения в переоборудование сетей.

В качестве одного из вариантов модернизации стандарта cdmaOne предусматривается совместное использование ШП и УП каналов. При этом тактовую частоту расширяющих последовательностей увеличивают с 1,2288 до 3,6864 Мбит/с. Ширина полосы соответствующего ШП радиоканала в этом случае составит 5 МГц, включая защитные частотные интервалы. В итоге в пределах полосы, к примеру 15 МГц, можно будет разместить либо 12 УП каналов cdmaOne, либо 3 ШП канала нового стандарта. Проект модернизации предусматривает в перспективе введение и совместную эксплуатацию каналов с шириной полосы 1,25; 5; 10 и 20 МГц.

В целях оптимизации характеристик обратного канала связи планируется введение пилотных каналов МС и применение высоколинейных усилителей мощности передающих трактов абонентских терминалов. Для повышения пропускной способности прямого канала связи и всей системы в целом, передатчики БС будут выполняться с регулировкой мощности, что позволит успешнее бороться с быстрыми замираниями сигналов.

Другой путь модернизации предусматривает временное разделение ШП и УП каналов. При этом обеспечивается полная ортогональность в УП и ШП каналах. При ВРК в течение одного кадра передаются сигналы только УП или только ШП каналов. Алгоритмы, лежащие в основе функционирования такой системы, должны обеспечивать порядок передачи сигналов тех или иных каналов согласно их очередности и приоритету. Очевидно, что такой подход позволит радикальным образом уменьшить взаимные помехи между каналами с различной шириной полосы.

Несмотря на ряд серьезных проблем модернизированные стандарты КРК имеют большие шансы получить серьезное развитие в ближайшем будущем.

Европейский стандарт W-CDMA предусматривает два альтернативных варианта радиоинтерфейса: дуплексное разделение прямого и обратного каналов связи по частоте (ЧРК) и разделение по времени (ВРК). Различные режимы дуплексирования прямого и обратного каналов делают стандарт W-CDMA гибким и адаптивным, повышают эффективность его использования.

Стандарт W-CDMA имеет ряд отличительных особенностей:

пилотный сигнал используется и в прямом и в обратном каналах, что позволяет осуществлять когерентную обработку при приеме и сигналах МС;

регулирование мощности осуществляется как в обратном, так и в прямом каналах связи (на МС и на БС);

в прямом канале связи используются 4-позиционная фазовая манипуляция несущей частоты – ФМ-4, а в обратном – 2-позиционная – ФМ-2.

Японская система сотовой связи, разработанная фирмой NTT, коренным образом отличается от стандарта cdmaOne: применены другие виды адресных (расширяющих) последовательностей с другими скоростями следования, БС в сети не синхронизированы, предложен новый алгоритм эстафетной передачи. Новый японский стандарт поддерживает протоколы системы сигнализации, что адаптирует его к стандартам систем связи других стран, облегчает их сопряжение.

К настоящему времени технология КРК получила дальнейшее развитие и разработана система cdma2000 – усовершенствованная версия системы cdmaOne (IS-95). Новая версия отличается лучшей помехозащищенностью, большей пропускной способностью и увеличенной скоростью пакетной передачи данных. Сети cdma2000 обладают свойством “обратной совместимости” с сетями cdmaOne, т. е. мобильные терминалы cdma2000 могут работать в сети cdmaOne.

5. ОПРЕДЕЛЕНИЯ И СВОЙСТВА ФУНКЦИЙ УОЛША

5.1. Общие сведения о функциях Уолша

Функции Уолша известны с 1923 года [25]. В 60-х годах Хармут показал целесообразность использования функций Уолша в системах связи и предложил различные их применения [22–23].

Существуют различные способы определения функций Уолша. Рассмотрим способ, основанный на взаимосвязи функций Уолша с функциями Радемахера.

Функции Радемахера, в свою очередь, получают из синусоидальных функций с помощью соотношения

$$r_k(\theta) = \text{sign}[\sin(2^k \cdot \pi \cdot \theta)], \quad 0 \leq \theta < 1, \quad (5.1)$$

где аргумент $\theta = t/T_0$ есть безразмерное время, т. е. время, нормированное к произвольному интервалу T_0 , а целое положительное число k – порядок функции. Символом sign (сигнум-функция) обозначается функция

$$\text{sign} x = \begin{cases} 1 & \text{при } x > 0, \\ -1 & \text{при } x < 0. \end{cases} \quad (5.2)$$

В соответствии с (5.1) и (5.2) функции Радемахера, принимающие одно из двух значений ± 1 , имеют вид меандра. Первые четыре функции Радемахера изображены на рис. 5.1.

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

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

Все функции Радемахера являются нечетными относительно середины интервала определения и, следовательно, не могут быть использо-

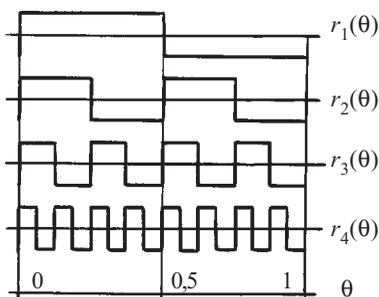


Рис. 5.1. Функции Радемахера

ваны для аппроксимации сигналов $s(\theta)$, четных относительно момента $\theta = 1/2$. Иными словами, система функций Радемахера – неполная.

Функции Уолша (обозначаются – wal, в соответствии с начальной частью фамилии Walsh – Уолш) образуют полную ортонормированную систему и могут быть получены путем перемножения степеней соответствующих функций Радемахера. Первые восемь функций Уолша изображены на рис. 5.2.

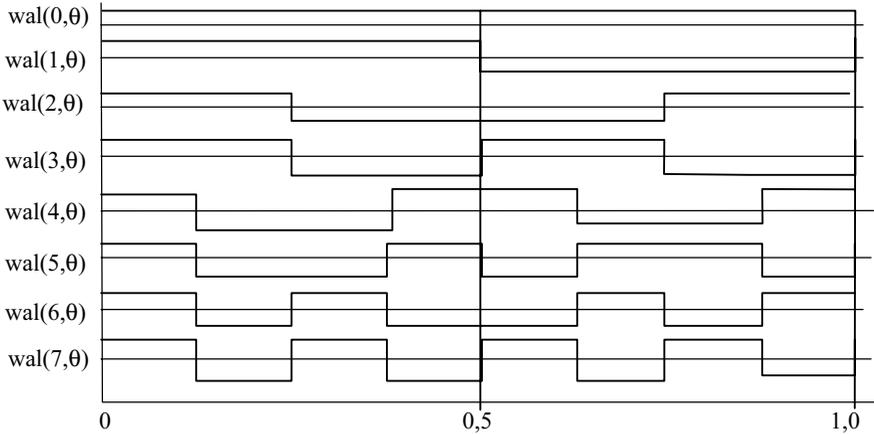


Рис. 5.2. Первые восемь функций Уолша

Сопоставление этих функций с функциями Радемахера (см. рис. 5.1.) позволяет составить, по крайней мере, для первых четырех функций Уолша, следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \text{wal}(0, \theta) &= r_1^0(\theta)r_2^0(\theta) = 1, \quad \text{wal}(1, \theta) = r_1(\theta)r_2^0(\theta) = r_1(\theta), \\ \text{wal}(2, \theta) &= r_1(\theta)r_2(\theta), \quad \text{wal}(3, \theta) = r_1^0(\theta)r_2(\theta) = r_2(\theta). \end{aligned}$$

Нетрудно также проверить правильность соотношений:

$$\begin{aligned} \text{wal}(4, \theta) &= r_1^0(\theta)r_2(\theta)r_3(\theta) = r_2(\theta)r_3(\theta), \\ \text{wal}(5, \theta) &= r_1(\theta)r_2(\theta)r_3(\theta), \\ \text{wal}(6, \theta) &= r_1(\theta)r_2^0(\theta)r_3(\theta) = r_1(\theta)r_3(\theta), \\ \text{wal}(7, \theta) &= r_1^0(\theta)r_2^0(\theta)r_3(\theta) = r_3(\theta). \end{aligned}$$

Итак, каждая функция Уолша $\text{wal}(w, \theta)$, входящая в систему из $N = 2^n$ функций, является произведением степеней первых n функций Радемахера, причем $r_n^0(\theta) = 1$. Принцип нахождения показателей этих степеней поясняется табл. 5.1 на примере $N = 2^3 = 8$.

w	w_0	w_1	w_2	w_3	$r_1(\theta) \times r_2(\theta) \times r_3(\theta) = \text{wal}(w, \theta)$
0	0	0	0	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^0(\theta) = \text{wal}(0, \theta)$
1	0	0	0	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^0(\theta) = \text{wal}(1, \theta)$
2	0	0	1	0	$r_1^1(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^0(\theta) = \text{wal}(2, \theta)$
3	0	0	1	1	$r_1^0(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^0(\theta) = \text{wal}(3, \theta)$
4	0	1	0	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^1(\theta) = \text{wal}(4, \theta)$
5	0	1	0	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^1(\theta) = \text{wal}(5, \theta)$
6	0	1	1	0	$r_1^1(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^1(\theta) = \text{wal}(6, \theta)$
7	0	1	1	1	$r_1^0(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^1(\theta) = \text{wal}(7, \theta)$

В этой таблице использованы следующие обозначения: w – номер функции в системе; w_m – m -й разряд представления числа w в двоичной системе счисления, т. е.

$$\begin{aligned}
 w &= (w_1 w_2 \dots w_m \dots w_n)_2 = w_1 \cdot 2^{n-1} + w_2 \cdot 2^{n-2} + \dots + w_m \cdot 2^{n-m} + \dots + w_n \cdot 2^0 = \\
 &= \sum_{m=1}^n w_m \cdot 2^{n-m} = \sum_{m=1}^n w_{n-m+1} \cdot 2^{m-1} \quad (5.3) \\
 &w_m = 0, 1; w_0 = 1.
 \end{aligned}$$

\oplus – символ поразрядного суммирования по модулю 2 по правилам:

$$1 \oplus 1 = 0, 0 \oplus 0 = 0, 1 \oplus 0 = 1, 0 \oplus 1 = 1. \quad (5.4)$$

Показанный в табл. 5.1 способ построения функций Уолша можно выразить аналитически для любого $N = 2^n$ в виде следующего соотношения:

$$\text{wal}(w, \theta) = \prod_{k=1}^n [r_k(\theta)]^{w_{n-k+1} \oplus w_{n-k}}. \quad (5.5)$$

Поясним применение (5.5) на примере шестой функции Уолша ($w = 6$), входящей в систему размером $N = 2^3 = 8$.

Произведение в (5.5) состоит из трех множителей (при $k = 1, 2, 3$) вида

$$[r_1(\theta)]^{w_3 \oplus w_2}, [r_2(\theta)]^{w_2 \oplus w_1} \text{ и } [r_3(\theta)]^{w_1 \oplus w_0}.$$

Подстановкой в (5.3) $w = 6$ и $n = 3$ получаем: $6 = w_1 \cdot 2^2 + w_2 \cdot 2^1 + w_3 \cdot 2^0$, отсюда следуют равенства:

$$w_1 = 1, w_2 = 1, w_3 = 0, \text{ так как } 6 = 1 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 0 \cdot 1.$$

Таким образом

$$w_3 \oplus w_2 = 0 \oplus 1 = 1, w_2 \oplus w_1 = 1 \oplus 1 = 0, w_1 \oplus w_0 = 1 \oplus 0 = 1$$

и по формуле (5.5)

$$\text{wal}(6, \theta) = r_1(\theta) \cdot r_2^0(\theta) \cdot r_3(\theta) = r_1(\theta) \cdot r_3(\theta).$$

Из рис. 5.2 видно, что четным относительно середины интервала определения ($\theta = 0,5$) функциям $\text{wal}(w, \theta)$ соответствуют четные номера w , а нечетным функциям – нечетные номера.

Такое взаимодозначное соответствие между четностью функций $\text{wal}(w, \theta)$ и четностью их номеров w аналогично свойствам тригонометрических функций $\cos(k \cdot t \cdot 2\pi/T)$ и $\sin(k \cdot t \cdot 2\pi/T)$. Поэтому иногда применяются обозначения $\text{cal}(i, \theta)$ для четных (симметричных) и $\text{sal}(i, \theta)$ для нечетных (асимметричных) функций Уолша. Начальные буквы s и c (“синусоидальные” и “косинусоидальные”) используются для обозначения, соответственно, нечетных и четных функций Уолша, а буквы w составляют часть фамилии Walsh. Эти обозначения и соответствующие тригонометрические функции приведены на рис. 5.3, а, в.

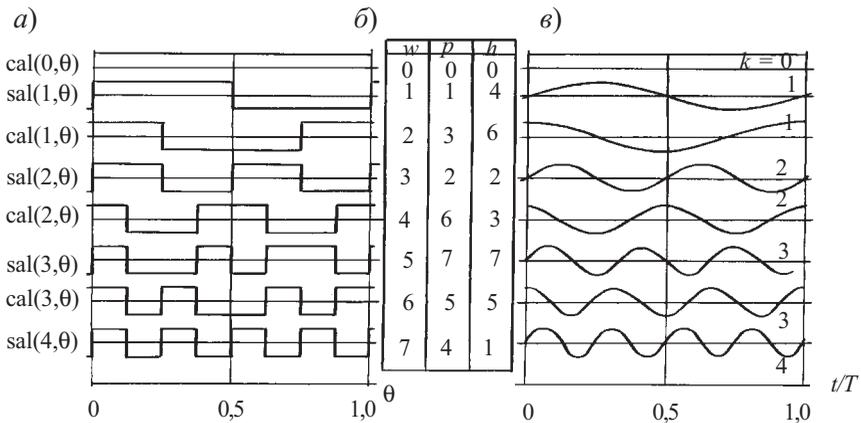


Рис. 5.3. Нумерация функций по Уолшу, Пэли и Адамару

Функции Уолша принимают только два значения: +1 и -1, что является полезным свойством при построении схем на двоичных цифровых элементах (триггерах). В отличие от синусоидальных и косинусоидальных функций изменение знака функций Уолша уже не происходит через равные промежутки значений θ . Только первые пять функций Уолша ведут себя так же, как синусоидальные и косинусоидальные функции в смысле перехода через нуль, но в общем случае для следующих функций это не выполняется.

Способ нумерации функций в системе называется упорядочением. Функции Уолша, сформированные посредством выражения (5.5), упорядочены по Уолшу (рис. 5.3, а).

Часто применяются функции Уолша, упорядоченные по Пэли [pal(p, θ)] и по Адамару [had(h, θ)]. Обозначения образованы из начальных букв фамилий Paley и Hadamard (рис. 5.3, б).

Независимо от упорядочения функции Уолша, составляющие систему из $N = 2^n$ функций, всегда можно представить в виде произведения степеней первых n функций Радемахера. Однако принцип нахождения показателей этих степеней индивидуален для каждого упорядочения.

Так, для упорядочения Пэли принцип нахождения этих степеней поясняется в табл. 5.2 на примере $N = 2^3 = 8$.

Таблица 5.2.

p	p_1	p_2	p_3	$r_1(\theta) \times r_2(\theta) \times r_3(\theta) = \text{pal}(p, \theta)$
0	0	0	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^0(\theta) = \text{pal}(0, \theta)$
1	0	0	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^0(\theta) = \text{pal}(1, \theta)$
2	0	1	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^0(\theta) = \text{pal}(2, \theta)$
3	0	1	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^0(\theta) = \text{pal}(3, \theta)$
4	1	0	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^1(\theta) = \text{pal}(4, \theta)$
5	1	0	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^0(\theta) \times r_3^1(\theta) = \text{pal}(5, \theta)$
6	1	1	0	$r_1^0(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^1(\theta) = \text{pal}(6, \theta)$
7	1	1	1	$r_1^1(\theta) \times r_2^1(\theta) \times r_3^1(\theta) = \text{pal}(7, \theta)$

В этой таблице по аналогии с (5.3) номер p функции pal(p, θ) имеет двоичное представление:

$$p = (p_1 p_2, \dots, p_m, \dots, p_n) = \sum_{m=1}^n p_{n-m+1} \cdot 2^{m-1}. \quad (5.6)$$

Очевидно, что аналитическая запись функций Уолша в упорядочении Пэли имеет следующий вид:

$$\text{pal}(p, \theta) = \prod_{k=1}^n [r_k(\theta)]^{p_{n-k+1}}. \quad (5.7)$$

Сравнивая способы образования показателей степеней функций Радемахера на примерах табл. 5.1 и 5.2, легко приходим к выводу, что двоичные разряды номеров функций Уолша, упорядоченных по Пэли, связаны с двоичными разрядами номеров функций Уолша, упорядоченных по Уолшу, следующим соотношением:

$$p_m = w_{m-1} \oplus w_m. \quad (5.8)$$

Итак, переход от упорядочения по Уолшу к упорядочению этих функций по Пэли выражается в перестановке этих функций в системе по закону (5.8).

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

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

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

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

$$H_N = \begin{vmatrix} H_{N/2} & H_{N/2} \\ H_{N/2} & -H_{N/2} \end{vmatrix}. \quad (5.9)$$

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

$$H_2 = \begin{vmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix};$$

$$H_4 = \begin{vmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{vmatrix}; \quad (5.10)$$

$$H_8 = \begin{vmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & | & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & | & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & | & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & | & 1 & -1 & -1 & 1 \\ - & - & - & - & + & - & - & - & - \\ 1 & 1 & 1 & 1 & | & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & | & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & | & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & | & 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix}. \quad (5.11)$$

Функция Уолша, упорядоченная по Адамару, т. е. $\text{had}(h, \theta)$ с номером h , является последовательностью прямоугольных импульсов с единичными амплитудами и полярностями, соответствующими знакам (\pm) элементов h -й строки матрицы Адамара при замене 1 на (+), а -1 на (-). Под длительностью импульсов подразумевается $(1/N)$ -я доля полуоткрытого интервала $\theta - [0, 1]$.

Нумерация первых восьми функций Уолша при различных способах упорядочения дана в таблице, приведенной на рис. 5.3, б.

Заметим, что в матрице Адамара (5.11) любая строка, кроме первой, содержит равное число 1 и -1 . Кроме того, эта матрица является сим-

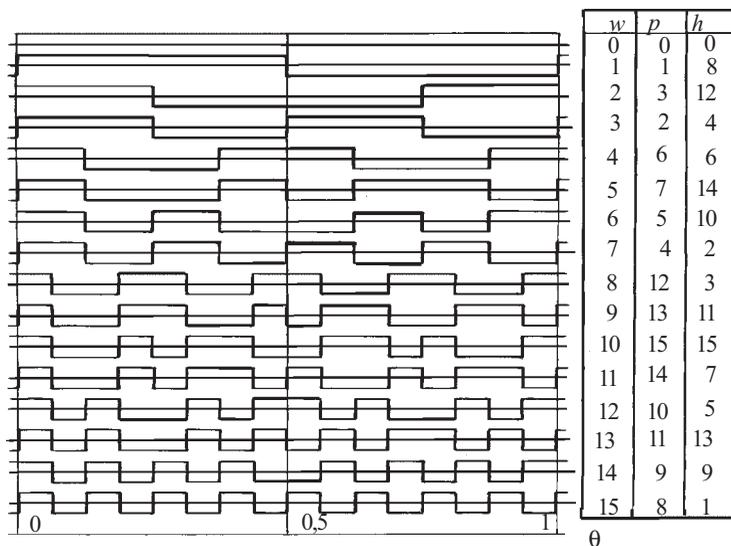


Рис. 5.4. 16 функций Уолша с нумерацией по Пэли и Адамару

метрической, т. е. не изменяется, если строки и столбцы поменять местами. Таким образом, в качестве кодовых последовательностей системы Уолша можно брать строки или столбцы матрицы Адамара. Число кодовых последовательностей равно порядку матрицы N . Следовательно, объем системы Уолша равен N .

На рис. 5.4 изображены, для примера, функции Уолша при объеме системы, равном 16, и рядом дана таблица упорядочения для функций Пэли и Адамара.

Независимо от способа упорядочения функции Уолша будем, в основном, обозначать символом $wal(i, \theta)$.

5.2. Свойства функций Уолша

Перечислим ряд свойств функций Уолша.

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

$$\sum_{n=0}^{N-1} W_i(n)W_k(n) = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq k, \\ N & \text{при } i = k, \end{cases} \quad (5.12)$$

где W_i, W_k – соответственно, i -я и k -я последовательности Уолша; $W_i(n), W_k(n)$ – соответствующие n -е символы последовательностей.

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

3. Функции Уолша обладают свойством мультипликативности, т. е. перемножение двух функций Уолша дает новую функцию из той же системы:

$$wal(k, \theta) \cdot wal(i, \theta) = wal(c, \theta), \quad (5.13)$$

причем $c = k \oplus i$, при этом k и i должны быть выражены в двоичном виде записи. Выражение (5.13) носит название “теоремы умножения”.

Следовательно, результат поэлементного перемножения двух строк матрицы любой системы функций Уолша является строкой той же матрицы.

4. Функции Уолша $wal(i, \theta)$ обладают свойством симметрии, проявляющимся в том, что все выводы относительно i (номера строки матрицы) справедливы также и относительно θ (номера столбца матрицы).

Так, например, свойство мультипликативности (5.13) с учетом свойства симметрии записывается в виде

$$\text{wal}(i, \theta_1) \cdot \text{wal}(i, \theta_2) = \text{wal}(i, \theta_1 \oplus \theta_2). \quad (5.14)$$

5. Умножение любой функции Уолша на себя саму дает функцию нулевого порядка $\text{wal}(0, \theta)$, так как в результате получаются только произведения вида $(+1) \cdot (+1)$ и $(-1) \cdot (-1)$. Таким образом:

$$\text{wal}(i, \theta) \cdot \text{wal}(i, \theta) = \text{wal}(0, \theta) \quad (5.15)$$

и модуль функции Уолша равен единице $|\text{wal}(i, \theta)| = 1$.

Очевидно также, что умножение $\text{wal}(i, \theta)$ на $\text{wal}(0, \theta)$ не изменяет функцию $\text{wal}(i, \theta)$.

6. Функция Уолша – периодическая с периодом N

$$\text{wal}(i, \theta \pm N) = \text{wal}(i, \theta). \quad (5.16)$$

7. Функция Уолша при всех $i \neq 0$ имеет нулевое среднее значение

$$\sum_{\theta=0}^{N-1} \text{wal}(i, \theta) = 0, \quad i \neq 0. \quad (5.17)$$

Это свойство находит свое выражение в том, что каждая строка (кроме нулевой) матрицы системы функций Уолша содержит равное количество $+1$ и -1 .

Последовательности Уолша имеют много общего с тригонометрическими функциями (см. рис. 5.3). Но, в отличие от тригонометрических функций, последовательности Уолша позволяют широко и просто использовать цифровую технику при формировании и обработке сигналов, что и обусловило их применение в системах связи с кодовым разделением каналов.

5.3. Корреляционные свойства функций Уолша и производной системы сигналов

Корреляционные свойства систем Уолша нельзя признать удовлетворительными. Большинство АКФ и ВКФ последовательностей Уолша имеют большие боковые пики.

На рис. 5.5 изображены АКФ последовательностей Уолша при объеме системы $N = 8$.

Как видно из рассмотрения рис. 5.5, максимальные уровни боковых лепестков АКФ (по модулю) составляют для $\text{wal}(1, \theta)$, $\text{wal}(2, \theta)$ и $\text{wal}(5, \theta)$

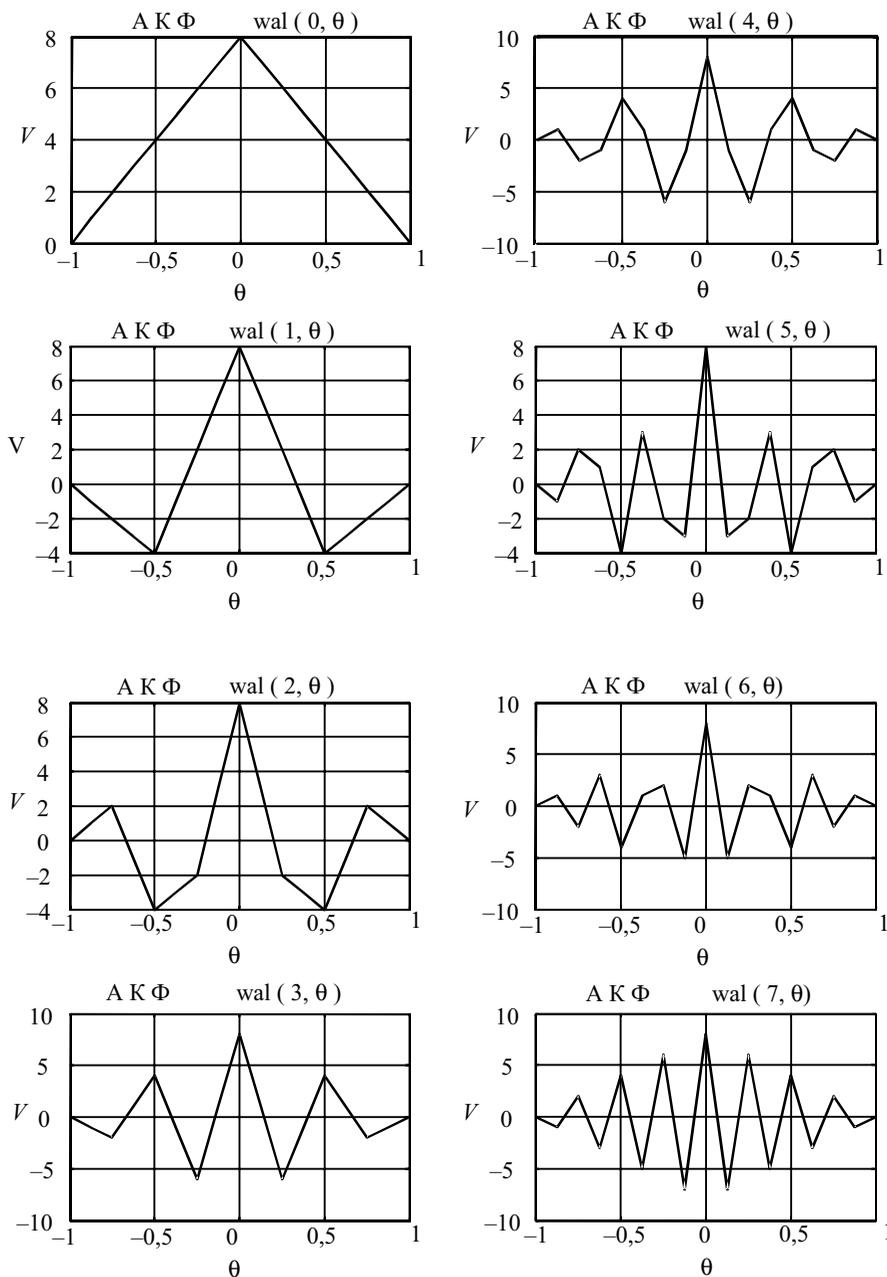


Рис. 5.5. АКФ восьми функций Уолша

значение $V_{\max} = 4$, для wal (6, θ) $V_{\max} = 5$, для wal (3, θ) и wal (4, θ) $V_{\max} = 6$, а для функции Уолша с номером $N-1 = 7$ wal (7, θ) $V_{\max} = 7$ при значении основного корреляционного пика $V_0 = N = 8$. Отметим, что при любом объеме функций Уолша $2^z = N$ (где z – целое число) последняя функция wal ($N-1$, θ) имеет вид меандра и, следовательно, уровень бокового лепестка $V_{\max} = N-1$ при $V_0 = N$. Так при $N = 16$ максимальный боковой лепесток $V_{\max} = 15$, при $N = 32$ $V_{\max} = 31$, а при $N = 64$, принятом в стандарте КРК IS-95 (cdmaOne), значение $V_{\max} = 63$.

Уровень боковых лепестков ВКФ функций Уолша также значителен, например боковой лепесток ВКФ при объеме системы $N = 8$ wal (3, θ) с wal (4, θ) равен $V_{\max} = 7$. Таким образом, большинство АКФ и ВКФ последовательностей Уолша имеют большие боковые пики, что приводит к большому уровню междуканальных помех при использовании в качестве адресных сигналов непосредственно функций Уолша.

Однако на базе систем Уолша можно построить производные (составные) системы сигналов, которые обладают хорошими корреляционными свойствами [19].

Производным сигналом называется сигнал, который получается в результате перемножения (суммирования по модулю 2) двух сигналов. В случае фазоманипулированных сигналов перемножение должно осуществляться поэлементно (посимвольно). Среди производных систем особое значение имеют системы, построенные следующим образом. В качестве основы используется некоторая система сигналов, корреляционные свойства которой не вполне удовлетворяют требованиям к корреляционным функциям, но которая обладает определенными преимуществами с точки зрения простоты формирования и обработки. Такая система называется исходной. Затем выбирается сигнал, который обладает определенными свойствами. Такой сигнал называется производящим. Умножая производящий сигнал на каждый сигнал исходной системы, получается производная система. Производящий сигнал следует выбирать так, чтобы производная система была действительно лучше исходной, т. е. чтобы она обладала хорошими корреляционными свойствами, у которой АКФ имеет минимальные боковые пики.

Рассмотрим в качестве исходной систему Уолша. В этом случае производящие сигналы должны иметь хорошие АКФ. Кроме того, производящий сигнал должен иметь столько же элементов, что и исходные сигналы, т. е. число элементов $N = 2^z$, где z – целое число. Этим условиям в целом удовлетворяют ПСП, в частности сегменты (отрезки) M -последовательностей.

В рассматриваемом далее примере возьмем исходную систему Уолша с объемом $N = 8$. В качестве оптимальной производящей последовательности желательно выбирать такую, у которой уровень боковых лепестков АКФ был бы равен $V_{\max} = 1$. Однако этим свойством обладают только коды Баркера с числом символов в коде, равном 3, 4, 5, 7, 11 и 13. Кодовые последовательности, обладающие этим свойством, для числа символов, большего 13, не найдены [19]. На рис. 5.6 приведена АКФ 7-символьного кода Баркера – 1110010 с единичным уровнем боковых лепестков.

Для выбора производящей последовательности с $N = 8$ дополним этот код Баркера добавочным символом 0, разместив его в начале кодовой группы – 01110010. При этом число 1 и 0 в кодовой комбинации будет одинаковым (по 4) и будем считать ее сегментом ПСП. На том же рис. 5.6 построена АКФ этого сегмента ПСП. Как видно, уровень боковых лепестков не превышает $V_{\max} = 2$, что свидетельствует о хорошем выборе производящей последовательности вида 01110010.

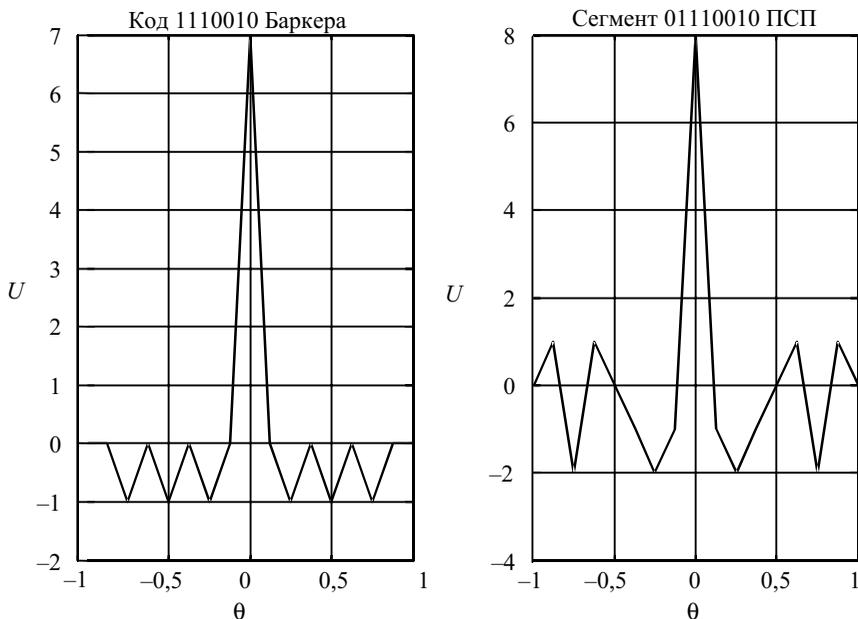


Рис. 5.6. АКФ 7-символьного кода Баркера и ПСП

На рис. 5.7 изображены результирующие кодовые последовательности производных сигналов, полученные в результате сложения по моду-

wal(0, θ)	1 1 1 1 1 1 1 1	wal(4, θ)	1 0 0 1 1 0 0
	\oplus		\oplus
ПСП	$\frac{0 1 1 1 0 0 1 0}{1 0 0 0 1 1 0 1}$	ПСП	$\frac{0 1 1 1 0 0 1 0}{1 1 1 0 1 0 1 1}$
wal(1, θ)	1 1 1 1 0 0 0 0	wal(5, θ)	1 0 0 1 0 1 1 0
	\oplus		\oplus
ПСП	$\frac{0 1 1 1 0 0 1 0}{1 0 0 0 0 0 1 0}$	ПСП	$\frac{0 1 1 1 0 0 1 0}{1 1 1 0 0 1 0 0}$
wal(2, θ)	1 1 0 0 0 0 1	wal(6, θ)	1 0 1 0 0 1 0 1
	\oplus		\oplus
ПСП	$\frac{0 1 1 1 0 0 1 0}{1 0 1 1 0 0 0 1}$	ПСП	$\frac{0 1 1 1 0 0 1 0}{1 1 0 1 0 1 1 1}$
wal(3, θ)	1 1 0 0 1 1 0 0	wal(7, θ)	1 0 1 0 1 0 1 0
	\oplus		\oplus
ПСП	$\frac{0 1 1 1 0 0 1 0}{1 0 1 1 1 1 1 0}$	ПСП	$\frac{0 1 1 1 0 0 1 0}{1 1 0 1 1 0 0 0}$

Рис. 5.7. Результирующие последовательности производных сигналов

лю 2 (эквивалент перемножения символов с инверсией результата) всех восьми функций Уолша с принятым производящим сигналом.

На рис. 5.8 показаны АКФ производной (составной) системы сигналов. Как видно, уровень боковых лепестков АКФ у всех восьми производных сигналов не превышает (по модулю) значения $V_{\max} = 2$, что свидетельствует о несомненном преимуществе применения производных систем сигналов.

Поскольку при выборе производящих сигналов основным является требование малости боковых пиков АКФ, то в классе нелинейных ПСП Л. Е. Варакиным [19] были отобраны наилучшие сигналы с числом элементов $N = 16, 32$ и 64 . Эти сигналы показаны на рис. 5.9.

На рис. 5.9 указаны также значения числа блоков μ для каждого производящего сигнала. Они близки к оптимальному значению $\mu_0 = (N+1)/2$. Это и является необходимым условием получения хорошей АКФ с малыми боковыми пиками. Отметим, что для рассмотренной производной системы при $N = 8$ производящий сигнал 01110010 имеет значение $\mu = 5$,

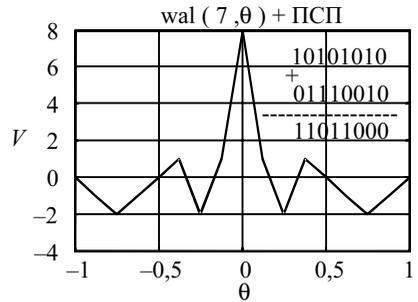
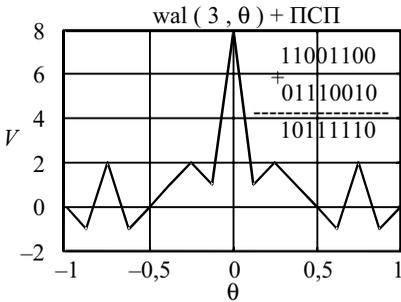
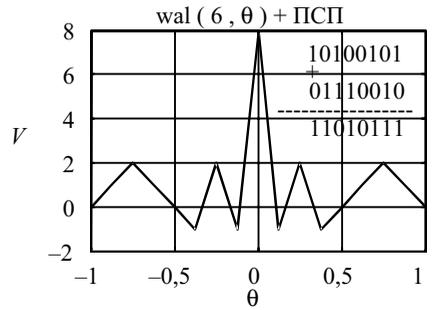
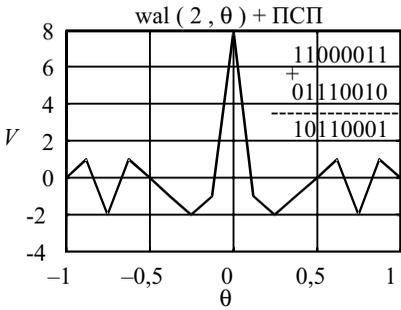
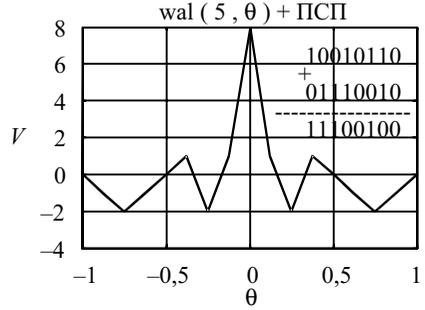
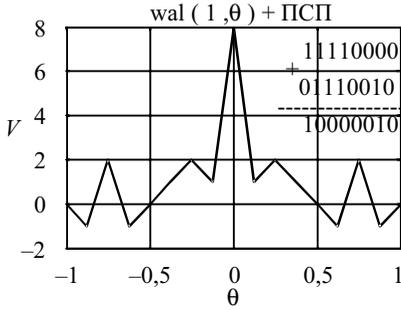
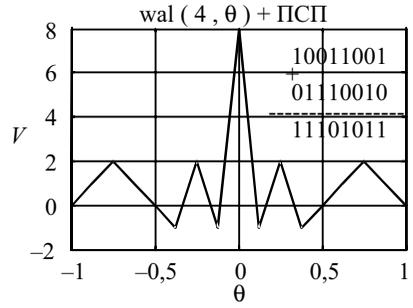
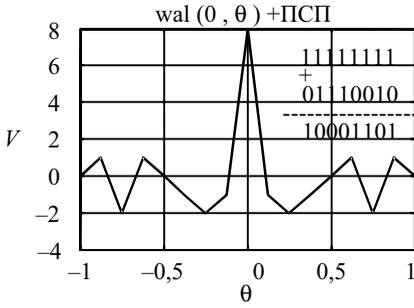


Рис. 5.8. АКФ производных сигналов

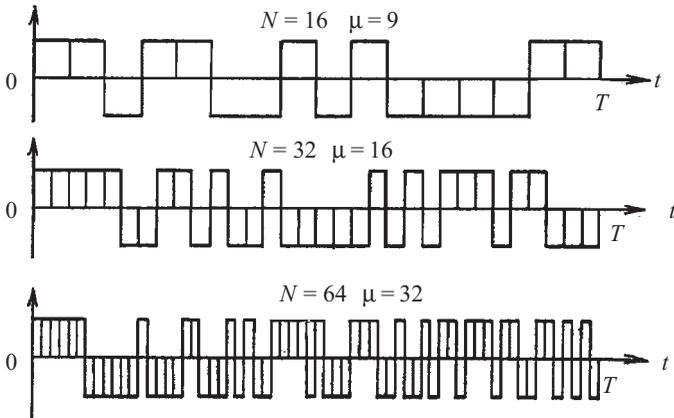


Рис. 5.9. Производящие сигналы для $N = 16, 32$ и 64

что соответствует числу блоков, определяемому числом смены символов с 0 на 1.

Объем производной системы равен объему системы Уолша N . В литературе [19] с помощью ЭВМ были рассчитаны все корреляционные функции большого числа производных сигналов. Оказалось, что системы, производящие сигналы которых изображены на рис. 5.9, являются типичными. Уровни боковых лепестков V_{\max} АКФ производящих систем (П) приведены в табл. 5.3, причем там же для сравнения даны V_{\max} систем Уолша (У).

Таблица 5.3

N	8	16	32	64
У	7	15	31	63
П	2	9	17	25

В стандарте IS-95 (cdmaOne) при использовании исходной системы Уолша с $N = 64$ применяется производящая ПСП, получаемая из сегментов М-последовательности с длиной $2^{15} - 1$.

6. ГЕНЕРИРОВАНИЕ ФУНКЦИЙ УОЛША

6.1. Формирование полной системы функций Уолша по теореме умножения

На рис. 6.1 показаны первые 32 функции Уолша в нормированном интервале $-1/2 \leq \theta \leq 1/2$. Здесь $\theta = t/T$ – время, нормированное на временной базе T (основной временной интервал). Вне этого интервала система периодически повторяется. Показанный порядок расположения функций является одним из многих возможных и зависит от применяемого вида упорядочения. В данном случае он следует из упорядочения по Уолшу. Преимущество такого расположения состоит в том, что по аналогии с нормированной частотой целочисленному порядковому параметру i может быть соотнесена нормированная частота следования. Это позволяет непосредственно сравнивать системы тригонометрических функций и функций Уолша. По аналогии с $\sin(i \cdot 2\theta\pi)$ и $\cos(i \cdot 2\theta\pi)$ $\text{sal}(i, \theta)$ означает нечетные, а $\text{cal}(i, \theta)$ – четные относительно $\theta = 0$ функции.

Заметим, что функции Уолша можно разбить на группы, характеризуемые числом разрядов z нормированной частоты следования i , выраженной в двоичном виде. С ростом значения z количество образующихся функций растет как 2^z . Для каждой группы характерен определенный временной растр. Наименьшее нормированное расстояние между двумя переменными знака этой группы равно 2^{-z} . Поэтому целесообразно рассматривать систему функций лишь с высшей нормированной частотой следования $i_{\max} = 2^z$. Каждому целочисленному значению i принадлежат две функции Уолша $\text{sal}(i, \theta)$ и $\text{cal}(i, \theta)$, переходящие друг в друга при сдвиге по определенному правилу [23]. Функции $\text{sal}(2^{z-1}, 0)$ с $z = 0, 1, 2, \dots$ являются функциями Радемахера. В полной ортогональной системе функций Уолша они образуют исключение, так как лишь они периодичны в интервале; к тому же они легко получаются на выходе z -разрядного двоичного делителя частоты, на вход которого подана высшая функция Радемахера.

Упорядочение по Уолшу, обусловившее порядок расположения функций на рис. 6.1, не содержит прямого указания о реализации системы функций.

Другое определение функций Уолша исходит из системы функций Радемахера $\text{sal}(2^{z-1}, \theta)$, которые представляют собой подмножество пол-

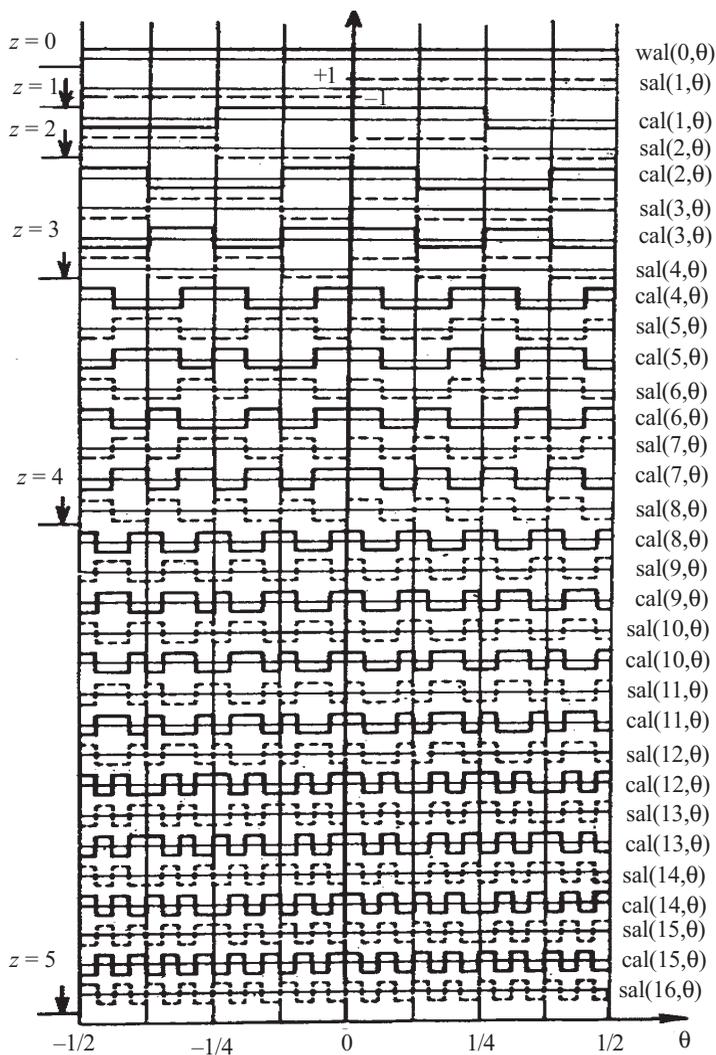


Рис. 6.1 Система функций Уолша $sal(i, \theta)$ и $cal(i, \theta)$ для $i = 0, 1, \dots, 16$

ной системы функций Уолша (см. табл. 5.1). По этому определению все функции Уолша можно независимо друг от друга представить умножением функций Радемахера (при этом получится другой порядок расположения, однако для практической реализации это несущественно). По теореме умножения произведение двух функций Уолша дает третью, нормированная частота следования которой определяется сложением

по модулю 2 нормированных частот следования обеих перемножаемых функций. При этом i и k должны быть выражены в двоичном виде записи

$$\text{wal}(i, \theta) \cdot \text{wal}(k, \theta) = \text{wal}(i \oplus k, \theta). \quad (6.1)$$

Если обоим значениям функций -1 и $+1$ соотнести логические уровни «0» и «1», то перемножение двух или многих функций Уолша можно легко выполнить с помощью логической операции «равнозначность». Нормированная частота следования образованной таким способом новой функции Уолша получается с помощью логической операции суммирования по модулю 2 (5.4) над нормированными частотами следования i и k , выраженными в двоичном виде записи.

Закон умножения, записанный в виде уравнения (6.1), справедлив независимо от того, идет ли речь о четных или нечетных функциях Уолша. Для обоих способов записи действительна зависимость

$$\begin{aligned} \text{cal}(i, \theta) &= \text{wal}(2i, \theta), \\ \text{sal}(i, \theta) &= \text{wal}(2i-1, \theta). \end{aligned} \quad (6.2)$$

На рис. 6.2 результаты умножения для системы 32-го порядка сведены в матрицу. Чтобы избежать пересчетов по уравнению (6.2) нормированные частоты следования i и k перемножаемых функций Уолша приведены, соответственно, по горизонтали и вертикали матрицы, в которой c означает функцию $\text{cal}(i, \theta)$, а s – функцию $\text{sal}(i, \theta)$, а z – порядок 2^z рассматриваемой матрицы Уолша. При этом четко проявляются свойства симметрии и группирования. Функции Радемахера $\text{sal}(2^{z-1}, \theta) = \text{wal}(2^z - 1, \theta)$ обозначены кружками. Из рассмотрения матрицы видно, что ряд диагоналей, параллельных главной диагонали, состоит исключительно из функций Радемахера. Элементы главной диагонали принадлежат к функции $\text{wal}(0, \theta) = \text{cal}(0, \theta)$, которая во всем интервале имеет значение $+1$ (нулевая функция), потому что квадрат каждой функции Уолша во всем интервале дает значение $+1$. Матрица умножения симметрична относительно главной и вспомогательных диагоналей. Это свойство симметрии действительно также для всех субматриц порядка $2^k (k = 0, 1, \dots, z)$.

В общем случае существует ряд вариантов выбора системы основных функций, из которой можно вывести полную систему функций Уолша.

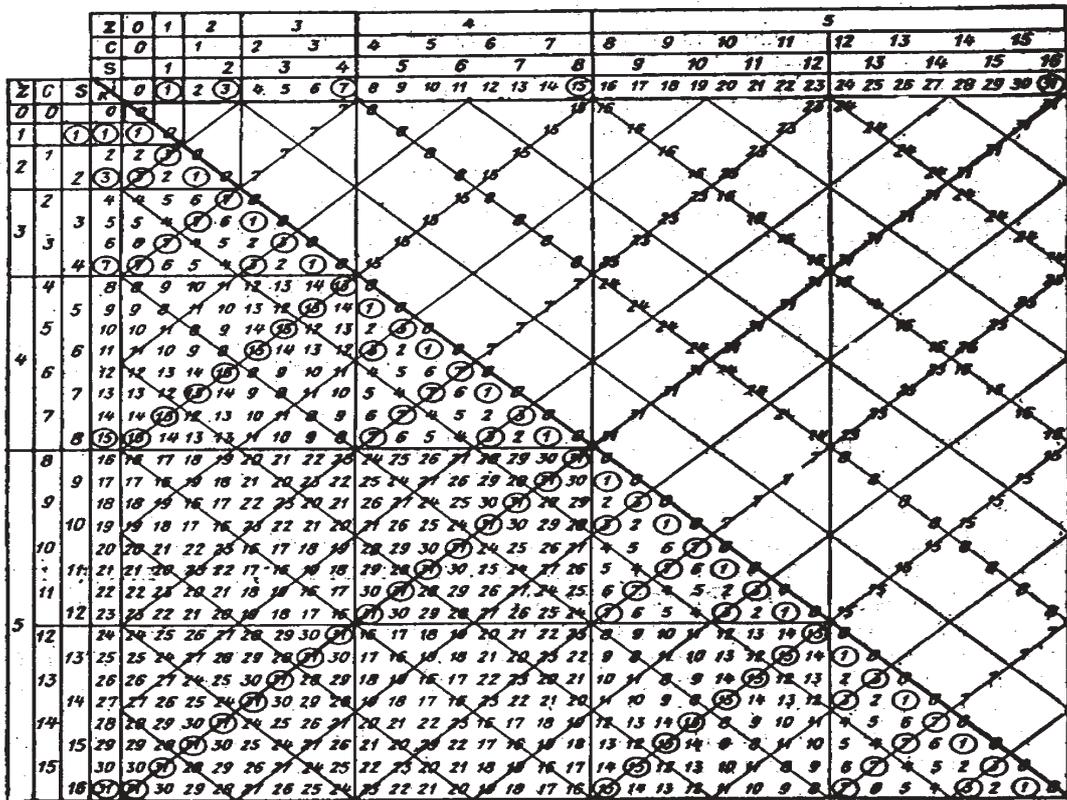


Рис. 6.2. Матрица умножения функций Уолша $wal(i, \theta)$ для $i = 0, 1, \dots, 31$

6.2. Различные возможности выбора системы основных функций

Теорема умножения (6.1) гласит, что для получения 2^z функций Уолша должны быть заданы точно z основных функций, из которых с помощью умножения могут быть выведены все остальные $(2^z - z)$ функций. Эти z основных функций можно комбинировать без повторения следующим образом:

$$\begin{aligned} C_z^2 & \text{ сочетаний из } z \text{ по } 2, \\ C_z^3 & \text{ сочетаний из } z \text{ по } 3, \end{aligned}$$

или в общем виде C_z^n сочетаний из z по n , причем n – целое число $0 \leq n \leq z$, тогда

$$C_z^n = \frac{z!}{(z-n)!n!}.$$

Одному сочетанию по n соответствует n различных основных функций, связанных посредством умножения. Для генерирования всех функций определенной группы необходимы все сочетания от сочетаний по 2 до сочетаний по n . Для системы функций 32-го порядка, которую рассмотрим, $z = 5$. Так как нулевую функцию не нужно учитывать, то для генерирования $2^z - 1 = 31$ функции Уолша от $\text{wal}(1, \theta)$ до $\text{wal}(31, \theta)$ нужны, следовательно, пять основных функций. Из них без повторения можно образовать следующие сочетания:

$$\begin{aligned} C_5^2 & = 10 \text{ сочетаний по } 2, \\ C_5^3 & = 10 \text{ сочетаний по } 3, \\ C_5^4 & = 5 \text{ сочетаний по } 4, \\ C_5^5 & = 1 \text{ сочетание по } 5. \end{aligned}$$

Эти 26 сочетаний из пяти основных функций вместе дают как раз 31 системную функцию. В общем случае, чтобы ни одна из $(2^z - z)$ производных функций не повторялась, т. е. чтобы из z основных функций образовать полную группу 2^z функций Уолша, необходимо выполнить некоторые дополнительные условия [22–23]. Для выбора системы основных функций, отвечающей этим условиям, имеется несколько вариантов. При этом необходимо учитывать возможность их реализации и с какими техническими затратами она связана.

В табл. 6.1 приведены три возможные системы основных функций для $z = 5$.

Таблица 6.1

Система 1	Система 2	Система 3
wal (31,θ) $i = 11111$	wal (31,θ) $i = 11111$	wal (30,θ) $i = 11110$
wal (15,θ) $i = 01111$	wal (15,θ) $i = 01111$	wal (27,θ) $i = 11011$
wal (7,θ) $i = 00111$	wal (10,θ) $i = 01010$	wal (26,θ) $i = 11010$
wal (3,θ) $i = 00011$	wal (7,θ) $i = 00111$	wal (25,θ) $i = 11001$
wal (1,θ) $i = 00001$	wal (3,θ) $i = 00011$	wal (13,θ) $i = 01101$

Для реализации системы функций Уолша сама собой напрашивается система 1 (система функций Радемахера), так как ее очень легко получить с помощью 5-разрядного двоичного делителя, на вход которого подана функция wal (31, θ).

6.3. Генерирование системы функций Уолша с помощью функций Радемахера

Из функций основной системы 1, используя рис. 6.2, можно образовать сочетания, указанные в табл. 6.2.

Таблица 6.2

10 сочетаний по 2						10 сочетаний по 3						
	31	15	7	3	1		1	1	3	1	3	7
						3	7	7	15	15	15	
31	X	X	X	X	X	31	29	25	27	17	19	23
15	16	X	X	X	X	15	13	9	11	X	X	
7	24	8	X	X	X	7	5	X	X	X	X	X
3	28	12	4	X	X							
1	30	14	6	2	X							
5 сочетаний по 4					1 сочетание по 5							
	1	1	3	1							1	
	3	3	7	7							3	
	7	15	15	15							7	
31	26	18	20	22							15	
15	10	X	X	X		31					21	

В таблице для упрощения записи все функции Уолша wal (i, θ) обозначены только через параметр i .

На рис. 6.3 показана структурная схема генератора 32 функций по этому методу.

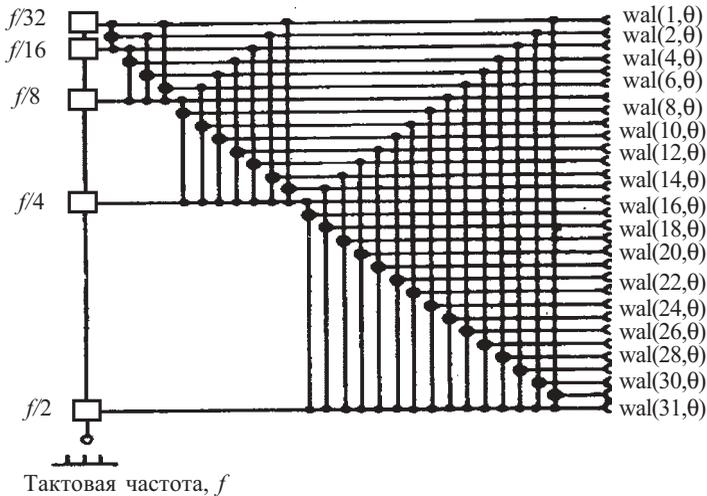


Рис. 6.3 Генерирование функций Уолша из функций Радемахера ($z = 5$)

Черными кружками обозначены логические схемы равнозначности, используемые для умножения каждой пары функций. Прямоугольниками обозначены триггеры, формирующие функции Радемахера. Логическая операция равнозначности при двух входных бинарных переменных позволяет получить на выходе 1 тогда и только тогда, когда обе переменные одинаковы. Во всех остальных случаях на выходе – 0. Зависимость выходного значения операции равнозначности (перемножения) от двух входных переменных X_1 и X_2 приведена с учетом того, что функции Уолша графы a табл. 6.3 принимают только значение ± 1 . Сравнение графы a с графой b (таблицей истинности) полусумматора (суммирования по модулю 2) показывает, что в качестве перемножителей на рис. 6.3 можно использовать схемы суммирования по модулю 2, если условиться принимать положительное напряжение $+U$ за 0, а отрицательное напряжение $-U$ за 1.

Таблица 6.3

		a		b		
		X_2		X_2		
		+1	-1	0	1	
X_1	+1	+1	-1	0	0	1
	-1	-1	+1	1	1	0

На рис. 6.4 показана функциональная схема для генерирования 16 периодически повторяющихся функций Уолша $wal(i, \theta)$ или $sal(i, \theta)$ и $cal(i, \theta)$. Эта схема основана на теореме умножения функций (6.1) и уточняет построение схемы рис. 6.3.

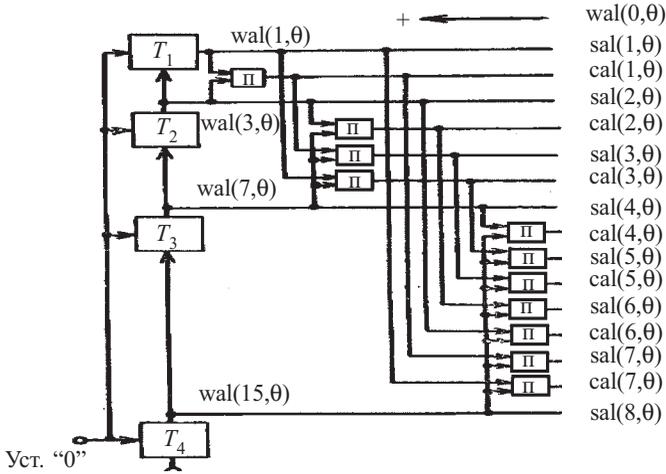


Рис. 6.4. Генератор периодических функций Уолша

Триггеры T_1-T_4 дают на выходе функции $wal(1, \theta) = sal(1, \theta)$, $wal(3, \theta) = sal(2, \theta)$, $wal(7, \theta) = sal(4, \theta)$ и $wal(15, \theta) = sal(8, \theta)$. Перемножители (Π), показанные на рис. 6.4, образуют из этих функций Радемахера полную систему из 16 функций Уолша $sal(1, \theta), cal(1, \theta), \dots, sal(8, \theta)$. В качестве функции $wal(0, \theta)$ используется постоянное положительное напряжение. Обобщение схемы для генерации функций с большими значениями i не вызывает трудностей.

Основным критерием для оценки искажений, которые может иметь генерируемая таким образом система функций, является ортогональность. Мерой качества ортогональности является величина отклонения положения переходов через нуль от нормированного временного раstra с шагом 2^{-z} . При этом постоянное, не зависящее от нормированной частоты следования i смещение системы относительно раstra не имеет значения, так как оно может быть исключено с помощью управления фазой тактовой частоты. Если, напротив, смещение функций Уолша относительно временного раstra зависит от i , то ортогональность системы искажается, причем абсолютная величина этого искажения рас-

тет с уменьшением временной базы и увеличением порядка системы. Схема генерирования функций, приведенная на рис. 6.3, особенно чувствительна к этому, так как она имеет разные задержки фронтов, зависящие от номера i .

Количество умножений, необходимое по табл. 6.2 для генерирования одной функции Уолша, иногда обозначается как многообразность V [27]. На рис. 6.5 многообразность всех функций Уолша выражена через нормированную частоту следования i .

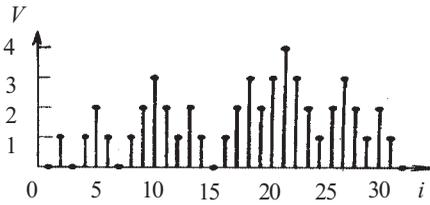


Рис. 6.5. Многообразность функций Уолша $wal(i, \theta)$

Уолша составляет V схемных задержек фронтов. С повышением порядка генерируемых функций ошибки быстро увеличиваются из-за рекурсивного характера правила умножения.

Для устранения этого недостатка предложена расширенная система основных функций [27], которая позволяет для генерирования функций Уолша использовать сочетания не выше, чем по 2 (см. табл. 6.2). Максимальная многообразность при этом будет $V = 1$. Для создания расширенной системы используются подготовительные функции, реализуемые с помощью логических связей функций Радемахера. В этом случае обеспечивается минимальная задержка фронтов генерируемых функций Уолша и практически не нарушается их ортогональность. Обеспечить полную ортогональность возможно при использовании для генерирования функций Уолша сдвигающих регистров (СР).

6.4. Генерирование функций Уолша с помощью сдвигающих регистров

Схемы генерирования функций Уолша из функций Радемахера первоначально строились на базе дискретных полупроводниковых приборов [22, 27]. Однако в дальнейшем достижения в технологии производ-

Функции Радемахера $wal(2^z - 1, \theta)$ имеют многообразность $V = 0$, в то время как в системе из 32 функций при $z = 5$ функция $wal(21, \theta)$ имеет максимальную многообразность $V = 4$ (см. табл. 6.2). Соответственно, нулевые переходы функций Радемахера совпадают с временным растром, в то время как отставание генерируемых функций

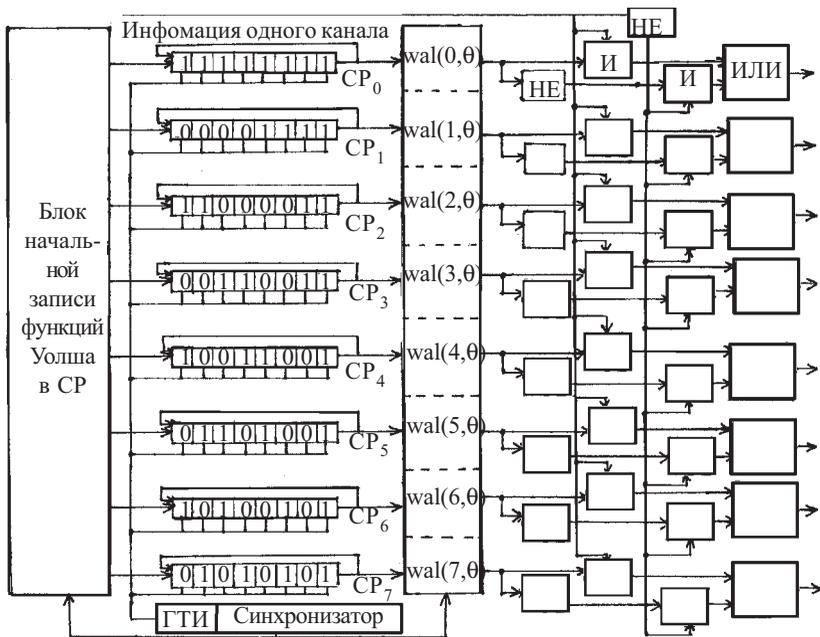


Рис. 6.6. Восьмиканальная схема передачи информации с помощью функций Уолша

ства интегральных схем привели к созданию больших интегральных схем (БИС), в объеме которых реализуются блоки, узлы и целые радиоэлектронные устройства. Техника БИС развивается, в первую очередь, по пути повышения степени интеграции цифровых схем. К таким схемам относятся: устройства памяти, регистры, счетчики, распределители, коммутаторы, многоразрядные сумматоры и т.п. Многоразрядные цифровые регистры явились первым видом схем, которые по существу открыли эру БИС в микроэлектронике [28].

Генерирование функций Уолша может быть осуществлено с помощью динамических запоминающих устройств, выполненных на СР. При предварительной записи системы функций Уолша в запоминающее устройство на СР снимается вопрос о нарушении ортогональности функций, поскольку многообразность при генерировании всех функций будет равна нулю. Это легко обеспечивается при одновременном считывании последовательностей Уолша с СР с помощью общего для всех СР синхронизатора.

Выполнение СР на БИС позволяет создать запоминающее устройство с миниатюрными габаритами даже при использовании системы функций Уолша из 64 последовательностей, применяемых в сотовых системах связи с КРК для разделения каналов передачи БС.

На рис. 6.6 показана восьмиканальная схема передачи информации с БС с помощью функций Уолша, решающих задачу расширения спектра передаваемых сообщений.

В восемь сдвигающих регистров ($СР_0, \dots, СР_7$) первоначально записываются 8-разрядные последовательности системы функций Уолша $wal(0, \theta), \dots, wal(7, \theta)$, с нумерацией, упорядоченной на рис. 6.6 по Уолшу (см. рис. 5.3), где знак +1 соответствует 1, а значение -1 заменено на 0. Блок начальной записи функций Уолша в СР может быть выполнен как генератор функций Уолша из функций Радемахера ($z = 3$), приведенной на рис. 6.4. Отметим, что первый символ функции Уолша оказывается записанным в последний (правый) разряд СР (см. рис. 6.6). Последовательности Уолша записываются в СР в “зеркальном” виде.

Сдвигающие регистры схемы (см. рис. 6.6) имеют обратную связь с выхода последнего разряда СР на первый разряд. Это позволяет с помощью шин сдвига, на которые поступают импульсы с генератора тактовых импульсов (ГТИ) синхронизатора, генерировать непрерывную последовательность состыкованных блоков функций $wal(i, \theta)$ с соответствующих СР. Выбор номера канала осуществляется синхронизатором в блоке выбора $wal(0, \theta), \dots, wal(7, \theta)$. Изображенная на рис. 6.6 схема позволяет подлежащую передаче информацию одного канала замодулировать любой из восьми функций Уолша. Аналогичным образом осуществляется формирование сообщений для всех информационных каналов.

На рис. 6.7 приведены временные диаграммы модуляции информационного сообщения одного канала функцией Уолша $wal(5, \theta)$, получаемой с $СР_5$.

На временной диаграмме 1 представлена часть информационной последовательности X-0110, которая подлежит передаче с помощью функции Уолша. На диаграмме 2 приведена последовательность тактовых импульсов (ТИ), поставляемых с ГТИ блока синхронизатора (см. рис. 6.6). При объеме системы функций Уолша, равной 8, период следования импульсов ГТИ должен быть, соответственно, в 8 раз меньше длительности единичной информационной посылки. На диаграмме 3 показана последовательность из состыкованных блоков функции Уолша $wal(5, \theta) = Y = 10010110$, снимаемых с $СР_5$ и поступающих через блок выбора кана-

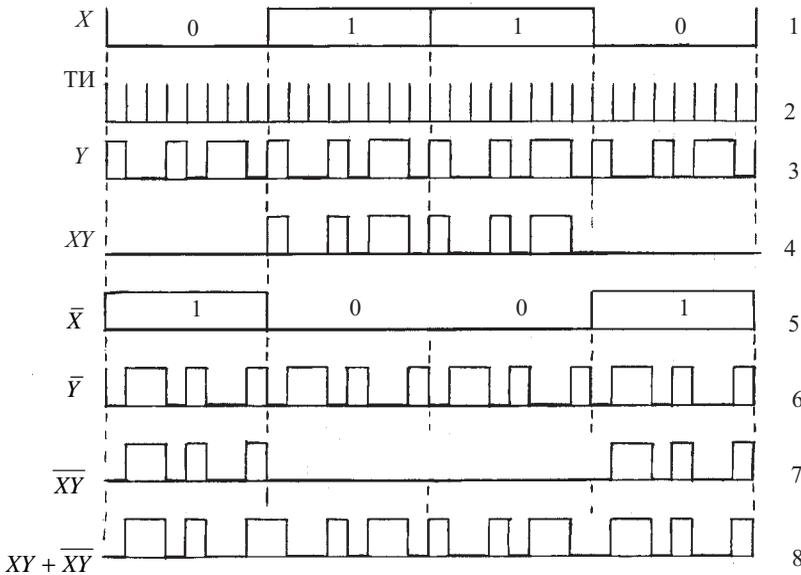


Рис. 6.7. Временные диаграммы модуляции информационного сообщения 0110 функцией Уолша wal(5,θ)

лов на логические схемы И и НЕ. На выходе схемы НЕ образуется инвертированная последовательность Уолша $wal(5, \theta) = \bar{Y} = 01101001$, приведенная на диаграмме 6 (\bar{Y}), которая поступает на вторую схему И. На вторые входы схем И заводятся, соответственно, информационная последовательность X и инвертированная с помощью схемы НЕ последовательность $\bar{X} = 1001$ (диаграмма 5). Это дает возможность для передачи информационного символа “1” использовать “прямую” функцию Уолша XY (диаграмма 4), а при передаче информационного “0” – инвертированную функцию Уолша $\bar{X}\bar{Y}$ (диаграмма 7). В конечных схемах ИЛИ выходы двух схем И объединяются ($XY + \bar{X}\bar{Y}$ – диаграмма 8) и поступают на модулятор передатчика (возможно с предварительным суммированием по модулю 2 с псевдослучайной последовательностью).

Таким образом решается задача кодового разделения каналов с использованием функций Уолша на базовых станциях сотовых систем связи. При использовании генератора функций Уолша на СР обеспечивается полная ортогональность передаваемых сообщений.

На мобильных станциях также используются функции Уолша, но, в первую очередь, для расширения спектра сигналов. Как отмечалось выше (см. разд. 4), на МС осуществляется преобразование очередных 6 информационных битов в соответствующую функцию Уолша. При этом объем системы Уолша оказывается равным $2^6 = 64$. Принципы преобразования можно пояснить с помощью функциональной схемы, приведенной на рис. 6.8, где для упрощения рассматривается вариант преобразования трех информационных битов в систему из $2^3 = 8$ функций Уолша.

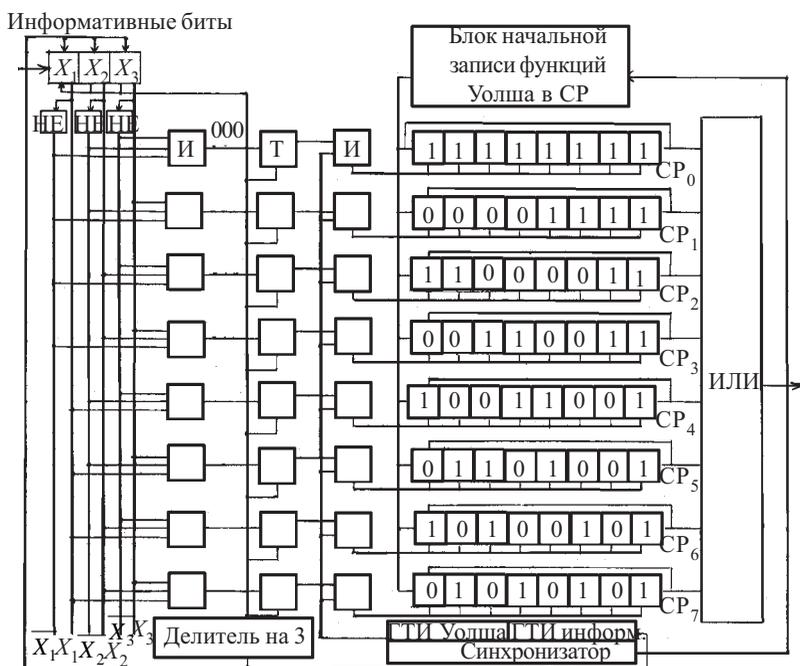


Рис. 6.8. Преобразователь трех информационных битов в 8-символьную последовательность Уолша

На рис. 6.9 показаны временные диаграммы работы преобразователя.

Предназначенная к передаче информационная последовательность (рис. 6.9 эпюра 2) поступает на трехразрядный СР ($X_1 X_2 X_3$) и продвигается от входа к выходу СР за счет поступления на шину сдвига им-

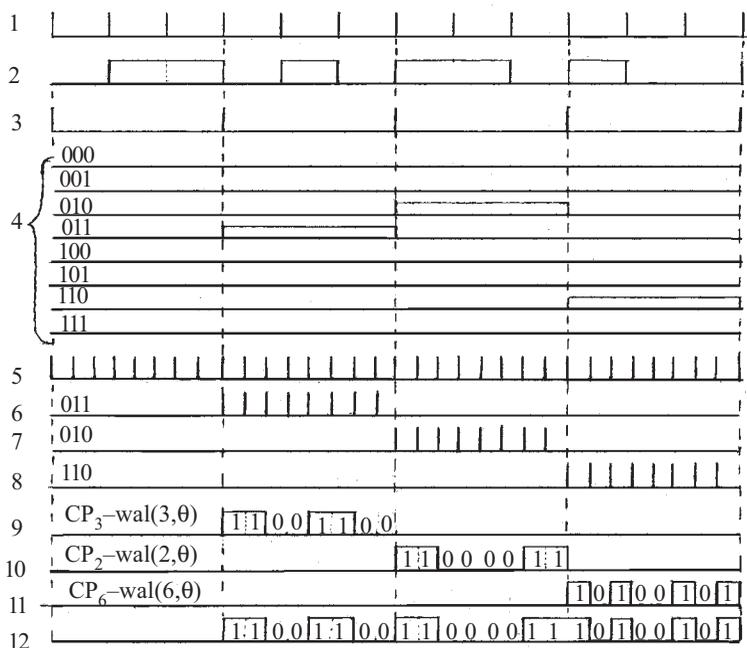


Рис. 6.9. Временные диаграммы преобразователя

пульсов (эпюра 1) с генератора тактовых импульсов (ГТИ информ), включенного в состав синхронизатора. Путем деления частоты этих импульсов на 3 формируются импульсы съема трехбитовой информационной последовательности с СР. Информация с разрядов $X_1 X_2 X_3$ снимается одновременно и параллельно поступает на вход одноступенчатого (матричного) дешифратора. На восемь трехвходных схем И дешифратора входные сигналы X , принимающие значение 1, подаются в прямом коде, а принимающие значение 0 – в инвертированном виде \bar{X} с выходов трех схем НЕ. Таким образом, при записи в СР очередных трех битов информации на выходе одной из схем И дешифратора появляется импульс, запускающий последующий соответствующий триггер Т. На временных диаграммах 4 показаны импульсы на выходе триггеров, связанных со схемами И, дешифрирующими последовательно трехбитовые блоки информационной последовательности 011, 010 и 110. Сброс триггеров в исходное состояние производится очередным импульсом (эпюра 3) с делителя частоты на 3.

Импульсы с выходов триггеров поступают на схемы совпадения И, на вторые входы которых поступают тактовые импульсы 5 с генератора тактовых импульсов с периодом, равным длительности элементарного символа функций Уолша (ГТИ Уолша). На выходе соответствующих схем И появляются при этом пакеты из восьми импульсов ГТИ Уолша (эпюры 6, 7, 8), которые последовательно поступают на шины сдвига сдвигающих регистров CP_3 , CP_2 и CP_6 и обеспечивают выдачу с этих регистров функций Уолша $wal(3, \theta)$, $wal(2, \theta)$ и $wal(6, \theta)$ (эпюры 9, 10, 11). Из-за наличия обратной связи с последнего разряда СР на первый выданная на схему ИЛИ последовательность Уолша вновь оказывается записанной в СР. Выходная схема ИЛИ объединяет выходы всех $CP_0 \dots CP_7$ и формирует непрерывную последовательность импульсов, составленную из восьми символьных функций Уолша (эпюра 12). Эта последовательность поступает на модулятор передатчика МС.

Принципы построения функциональных схем для ССС с КРК на стороне БС (см. рис. 6.6) и на стороне МС (см. рис. 6.8) рассмотрены в предположении использования системы функций Уолша с объемом, равным 8. Однако в реальной системе с КРК cdmaOne используется система с объемом в 64 функции Уолша, которые приведены на рис. 6.10. Система функций Уолша или уолш-элементов состоит из постоянной функции $wal(0, \theta)$, четных функций $cal(i, \theta)$ и нечетных функций $sal(i, \theta)$ на интервале $-1/2 < \theta < +1/2$, где $\theta = t/T$ – безразмерное время. Ортогональные уолш-элементы $cal(i, \theta) = wal(2i, \theta)$ и $sal(i, \theta) = wal(2i-1, \theta)$, причем числа $2i$ и $2i-1$ приведены как в десятичной, так и в двоичной системе.

Реальное проектирование и создание подобных систем большого объема возможно только с применением специализированных БИС. При разработке специализированных цифровых устройств в России уже давно используют высокотехнологичную элементную базу – программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) или СБИС ПЛ (programmable logic device – PLD), которые, удачно дополняя и заменяя микропроцессорные средства, стали широко использоваться в различных областях для создания специализированных контроллеров, в системах телекоммуникаций, цифровой обработки сигналов и т. д. Развитие элементной базы СБИС ПЛ позволило создавать на кристалле стандартные процессорные ядра и решать практически любые задачи по построению программно-аппаратных систем на одной микросхеме с использованием единых средств проектирования и отладки [29].

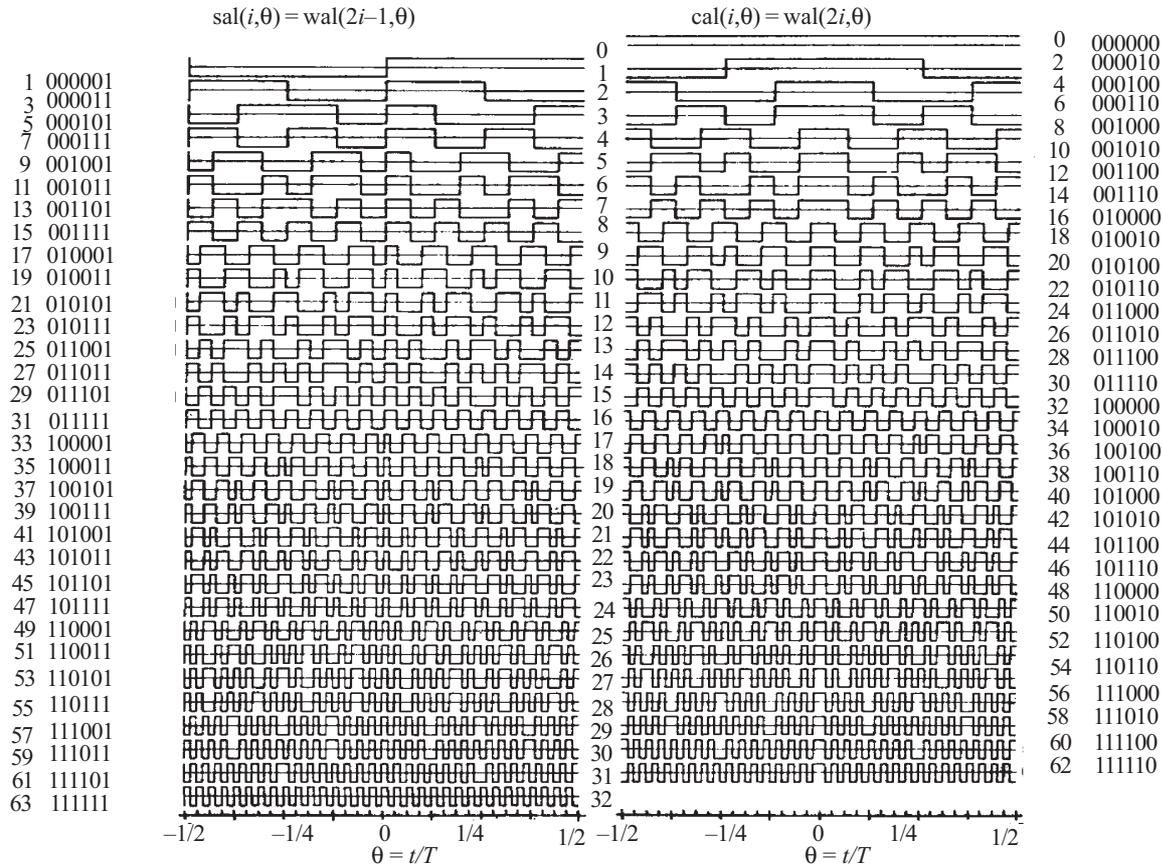


Рис. 6.10. 64 функции Уолша

Таким образом, стандарт IS-95 при КРК имеет более сложный, чем GSM, радиointерфейс, обеспечивающий передачу сообщений кадрами с использованием канального кодирования и перемежения с последующим “расширением” передаваемых сигналов с помощью составных широкополосных сигналов, сформированных на основе 64 последовательностей Уолша и ПСП с количеством элементов $2^{15} - 1$ и $2^{42} - 1$.

Основные характеристики, определяющие достоинства и перспективность ССС с КРК, следующие [1]:

1. *Высокая пропускная способность.* Полевые испытания, проводившиеся в различных условиях, подтвердили, что при высокой нагрузке пропускная способность систем с КРК в среднем в 15 раз превышает пропускную способность аналоговых систем.

2. *Высококачественная связь.* Система независимо отслеживает поступающие отдельные сигналы при многолучевом распространении, что значительно снижает подверженность замираниям.

3. *Возможность дальнейшей эволюции системы.* Существующая структура управления обеспечивает протоколы цифровой передачи данных и факсимильной связи. Могут быть предусмотрены и более высокие скорости передачи (в настоящее время используется скорость 9,6 кбит/с).

4. *Возможность введения новых функций.* При желании с одного и того же аппарата можно получить выход к беспроводной АТС, к домашнему беспроводному телефону, к сети персональной связи и к спутниковым системам связи.

5. *Секретность связи.* Цифровая форма сигналов, передача в широкой полосе частот, защита информации для каждого адресата – все это обеспечивает более высокую, чем в других системах, секретность связи.

6. *Совместимость с аналоговыми системами.* Абонентские станции с КРК рассчитаны на работу в двух режимах, поэтому они могут выходить либо к каналам CDMA, либо к аналоговым каналам AMPS. Для этого к абонентским аналоговым станциям для цифровой обработки сигналов добавляются всего три заказных СБИС. Эти три интегральные схемы конструктивно объединяются в одном устройстве.

7. *Цена и наличие оборудования.* Существующие оценки стоимости системы CDMA в отношении сетевого и абонентского оборудования показывают, что по стоимости эта система эквивалентна существующим аналоговым системам. Более высокая пропускная способность по-

зволяет организовать связь при значительно меньшем числе сот, чем в аналоговых системах, что снижает капитальные и эксплуатационные затраты.

Библиографический список

1. *Громаков Ю. А.* Стандарты и системы подвижной радиосвязи. М.: Эко-Трендз, 1998. 216 с.
2. *Ратынский М. В.* Основы сотовой связи / Под ред. *Д. Б. Зимина*. М.: Радио и связь, 1998. 248 с.
3. *Андреанов В. И., Соколов А. В.* Средства мобильной связи. СПб.: ВНУ-Санкт-Петербург, 1998. 256 с.
4. *Бабков В. Ю., Вознюк М. А., Дмитриев В. И.* Системы мобильной связи/СПбГУТ. СПб., 1999. 330 с.
5. Системы связи с кодовым разделением каналов/ *В. Ю. Бабков, М. А. Вознюк, А. Н. Никитин, М. А. Сиверс*; СПбГУТ. СПб., 1999. 120 с.
6. Передача информации в системах подвижной связи/ *В. Ю. Бабков, М. А. Вознюк, В. А. Петраков, А. Е. Рыжков, М. А. Сиверс*; СПбГУТ. СПб., 1999. 152 с.
7. *Ламекин В. Ф.* Сотовая связь. Ростов-на-Дону: Феникс, 1997. 176 с.
8. *Ли У.* Техника подвижных систем связи; Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1985. 392 с.
9. *Невдяев Л. М., Смирнов А. А.* Персональная спутниковая связь. М.: Эко-Трендз, 1998. 216 с.
10. *Невдяев Л. М.* Мобильная спутниковая связь: Справочник. М.: МЦНТИ, 1998. 155 с.
11. *Горностаев Ю. М., Соколов В. В., Невдяев Л. М.* Перспективные спутниковые системы связи. М.: МЦНТИ, 2000. 132 с.
12. *Питерсон У., Уэлдон Э.* Коды, исправляющие ошибки: Пер. с англ. М.: Мир, 1976. 600 с.
13. *Касами Т., Токура Н., Ивадари Ё., Инагоки Я.* Теория кодирования: Пер. с яп. М.: Мир, 1978. 576 с.
14. *Никитин Г. И.* Спутниковые системы связи: Учеб. пособие/СПбГУАП. СПб., 2000. 80 с.
15. *Никитин Г. И.* Системы персонального радиовызова: Конспект лекций/ СПбГУАП. СПб., 2000. 56 с.
16. *Никитин Г. И., Поддубный С. С.* Помехоустойчивые циклические коды: Учеб. пособие/ СПбГУАП. СПб., 1998. 72 с.
17. *Никитин Г. И.* Сверточные коды: Учеб. пособие/ СПбГУАП. СПб., 2001. 80 с.
18. *Варакин Л. Е.* Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 304 с.

19. *Варакин Л. Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
20. *Финк Л. М.* Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1963. 576 с.
21. *Петрович Н. Т., Размахнин М. К.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. радио, 1969. 232 с.
22. *Хармут Х. Ф.* Передача информации ортогональными функциями: Пер. с англ. М.: Связь, 1975. 272 с.
23. *Хармут Х. Ф.* Теория секвентного анализа: Пер. с англ. М.: Мир, 1980. 576 с.
24. Радиорелейные и спутниковые системы передачи: Учебник для вузов/ Под ред. *А. С. Немировского*. М.: Радио и связь, 1986. 392 с.
25. *Walsh J. L.* A closed set of normal orthogonal functions// Amer. J. Math. 1923. Vol. 45. P. 5–24.
26. *Филипьев В.* Телекоммуникации и биллинг// Мобильные системы. 2002. № 8.
27. *Бесветтер Ф. К.* Генерирование функций Уолша// Зарубежная радиоэлектроника. 1972. № 11. С. 68–78.
28. *Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И.* Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М.: Сов. радио, 1973. 264 с.
29. Системы автоматизированного проектирования фирмы Altera MAX+plus II и Quartus II/ *Д. А. Комолов, Р. А. Мяльк, А. А. Зобенко, А. С. Филипов*. М.: ИП РадиоСофт, 2002. 352 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Список сокращений	5
1. Три поколения систем сотовой связи	6
1.1. Первое поколение аналоговых систем	6
1.2. Второе поколение цифровых систем	8
1.3. Глобальная система третьего поколения	11
2. Принципы построения и функционирования систем сотовой связи	16
2.1. Состав систем сотовой связи	16
2.2. Принципы функционирования систем сотовой связи	17
2.3. Методы многостанционного доступа	20
3. Основы функционирования систем связи с кодовым разделением каналов	25
3.1. Сложные сигналы и мобильная связь	25
3.2. Основные принципы работы систем со сложными сигналами	28
3.3. Критерии выбора кодовых последовательностей	30
4. Система сотовой подвижной связи с кодовым разделением каналов	33
4.1. Общая характеристика стандарта IS-95 (cdmaOne)	33
4.2. Кодирование в прямом канале связи	36
4.3. Кодирование в обратном канале связи	41
4.4. Перспективы развития сотовых систем с кодовым разделением каналов	45
5. Определения и свойства функций Уолша	49
5.1. Общие сведения о функциях Уолша	49
5.2. Свойства функций Уолша	56
5.3. Корреляционные свойства функций Уолша и производной системы сигналов	57
6. Генерирование функций Уолша	64
6.1. Формирование полной системы функций Уолша по теореме умножения	64
6.2. Различные возможности выбора системы основных функций	68

6.3. Генерирование системы функций Уолша с помощью функций Радемахера	69
6.4. Генерирование функций Уолша с помощью сдвигающих регистров	72
Библиографический список	82

Учебное издание

Никитин Герман Иванович

**ПРИМЕНЕНИЕ ФУНКЦИЙ УОЛША
В СОТОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ
С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ**

Учебное пособие

Редактор *А. В. Подчепалева*
Компьютерная верстка *А.Н. Колешко*

Сдано в набор 01.04.03. Подписано к печати 22.05.03. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 5,0. Усл. кр.-отт. 5,13. Уч.-изд. л. 6,0. Тираж 200 экз. Заказ №

Редакционно-издательский отдел
Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки
Отдел оперативной полиграфии
СПбГУАП
190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67