



**МИНПРОМТОРГ
РОССИИ**

Специалисты радиозлектронного комплекса уже успели оценить серию книг «Мир радиозлектроники» за тщательный отбор научной и технической литературы по передовым направлениям развития науки и технологий радиозлектроники. Публикация в серии книги позволяют поддерживать современный уровень знаний, способствуя научно-техническому прогрессу в радиозлектронной промышленности, сокращению технологического отставания и подготовке необходимых кадров.

*Директор Департамента радиозлектронной промышленности
Минпромторга РФ
А.С. Якунин*



ТЕХНОСФЕРА
Рекламно-издательский центр

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ СЕРИИ КНИГ «МИР РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

Якунин Александр Сергеевич, директор Департамента радиоэлектронной промышленности Минпромторга РФ – председатель редсовета

Члены совета:

Авдониин Борис Николаевич, ген. директор ОАО ЦНИИ «Электроника», д.т.н., профессор, г. Москва

Акопян Иосиф Григорьевич, ОАО «МНИИ «Агат», д.т.н., профессор, г. Москва

Анцев Георгий Владимирович, ген. директор ОАО «НПП «Радар ММС», г. Санкт-Петербург

Белый Юрий Иванович, ген. директор НИИП им. В.В.Тихомирова МО, г. Жуковский

Беккиев Азрет Юсупович, ген. директор ОАО «Созвездие», д.т.н., профессор, г. Воронеж

Боев Сергей Федотович, ген. директор ОАО «РТИ», д.э.н., профессор, г. Москва

Борисов Юрий Иванович, первый заместитель председателя военно-промышленной комиссии при правительстве РФ, д.т.н., профессор, г. Москва

Букашкин Сергей Анатольевич, ген. директор ОАО «Концерн «Автоматика», д.т.н., профессор, г. Москва

Бушуев Николай Александрович, ген. директор ОАО «НПП «Алмаз», д.э.н., профессор, к.ф.-м.н., г. Саратов

Васильев Андрей Георгиевич, д.ф.-м.н., профессор, г. Москва

Верба Владимир Степанович, ген. директор ОАО «Концерн радиостроения «Вега», д.т.н., профессор, г. Москва

Верник Петр Аркадьевич, ген. директор компании «Золотой Шар», г. Москва

Вилкова Надежда Николаевна, ген. директор ЗАО «МНИТИ», к.т.н., д.э.н., профессор, г. Москва

Гуляев Юрий Васильевич, директор института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова, академик РАН, г. Москва

Козлов Геннадий Викторович, ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей», д.т.н., профессор, г. Москва

Комяков Алексей Владимирович, ген. директор ОАО «НПП «Полет» г. Нижний Новгород

Красников Геннадий Яковлевич, ген. директор ОАО «НИИМЭ», академик РАН, г. Зеленоград

Мальцев Петр Павлович, директор Института СВЧ полупроводниковой электроники РАН, д.т.н., профессор, г. Москва

Меньщиков Владислав Владимирович, ген. директор ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей», г. Москва

Минаев Владимир Николаевич, ген. директор ОАО «Системы управления», д.т.н., профессор, г. Москва

Муравьев Сергей Алексеевич, советник директора Департамента Радиоэлектронной промышленности Минпромторга России, к.т.н., с.н.с., г. Москва

Немудров Владимир Георгиевич, директор ФГУП «НИИ микроэлектронной аппаратуры «Прогресс», д.т.н., профессор, г. Москва

Попов Владимир Васильевич, ген. директор ОАО «Светлана», к.т.н., г. Санкт-Петербург

Сигов Александр Сергеевич, ректор Московского государственного института радиотехники, электроники и автоматики (технического университета), академик РАН, г. Москва

Турилов Валерий Александрович, ген. директор ОАО «КНИИТМУ», к.т.н., доцент, г. Калуга

Федоров Игорь Борисович, президент Московского государственного технического университета имени Н.Э.Баумана, академик РАН, г. Москва

Чаплыгин Юрий Александрович, ректор Московского государственного института электронной техники (ТУ МИЭТ), чл.-корр. РАН, г. Зеленоград

Шахнович Илья Владимирович, шеф-редактор РИЦ «Техносфера», г. Москва

Шубарев Валерий Антонович, ген. директор ОАО «Авангард», д.т.н., профессор, г. Санкт-Петербург



МИР

радиоэлектроники

Х. Арслан
Чж. Н. Чен
М. Бенедетто

Сверхширокополосная
беспроводная связь

Перевод с английского
Н.Л. Бирюкова

под редакцией
д.т.н., профессора
В.С. Вербы

ТЕХНОСФЕРА
Москва
2012

*Издание осуществлено при поддержке
ОАО «МНИРТИ» (ОАО «Концерн «Вега»)*

УДК 621.396

ББК 32.84

A85

A85 Арслан Х., Чен Чж. Н., Бенедетто М.

Сверхширокополосная беспроводная связь

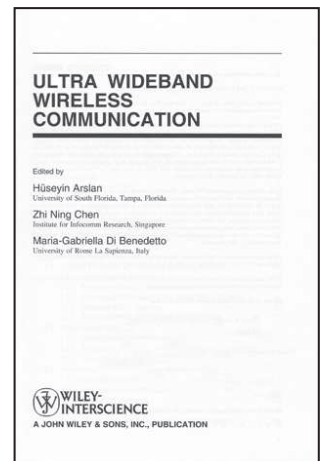
Москва: Техносфера, 2012. – 640 с. , ISBN 978-5-94836-319-6

Книга представляет хорошо сбалансированное и систематизированное описание систем связи UWB – от организации радиосвязи до практических приложений. В издании рассмотрены принципы построения, варианты доступа к среде сетевого и прикладного уровней. Материал условно подразделяется на три больших раздела: анализ физического слоя и задач, зависящих от технологий; общее представление о различных аспектах разработки систем UWB, включая моделирование каналов, совместимость с другими системами, а также контроль помех и методы их подавления; обзор условий доступа и вопросов сетевого уровня вплоть до прикладного.

Издание рассчитано на технических специалистов, менеджеров отрасли связи, а также научных работников академического и промышленного направлений, преподавателей и студентов профильных вузов.

УДК 621.396

ББК 32.84



© 2006 by John Wiley & Sons, Inc. All Rights Reserved.

Все права защищены. Перевод с английского издания по лицензии «Джон Вайли энд Санс»

© 2012, ЗАО «РИЦ «Техносфера», перевод на русский язык, оригинал-макет, оформление

ISBN 978-5-94836-319-6

ISBN 978-0-471-71521-4 (англ.)

Содержание

Предисловие к изданию на русском языке	16
Предисловие	18
Список авторов и соавторов	21
Глава 1	
Знакомство с технологиями сверхширокополосной связи	23
1.1. Введение	23
1.1.1. Преимущества UWB	25
1.1.2. Приложения	26
1.1.3. Трудности	27
1.2. Круг вопросов, рассматриваемых в книге	28
Литература	35
Глава 2	
Синхронизация и оценивание сверхширокополосных каналов UWB	36
2.1. Введение	36
2.2. Оценивание канала на частоте субдискретизации	40
2.2.1. Модель канала UWB	40
2.2.2. Оценивание канала в частотной области	42
2.2.3. Полиномиальная реализация модели	44
2.2.4. Метод подпространств	48
2.2.5. Оценивание близко расположенных трактов	52
2.3. Оценивание параметров	52
2.3.1. Анализ чувствительности к шуму	52
2.3.2. Сложность вычислений и альтернативные решения	55
2.3.3. Числовой пример	56
2.4. Оценивание каналов UWB с частотно-зависимыми искажениями	58
2.4.1. Структура алгоритма	59
2.5. Оценивание канала в нескольких полосах частот	60
2.5.1. Использование линейки фильтров	60
2.5.2. Оценивание в несмежных полосах	61
2.6. Несложная система быстрой локализации приемопередатчиками UWB	63
2.6.1. Двухшаговая оценка	65
2.7. Выводы	69

Литература	70
Глава 3	
Сверхширокополосная локация	73
3.1. Введение	73
3.2. Модель сигнала	74
3.3. Методы позиционирования	75
3.3.1. Угол падения	76
3.3.2. Напряженность принимаемого сигнала	80
3.3.3. Временные методы	82
3.4. Основные источники ошибок при определении местоположе- ния временными методами	84
3.4.1. Многолучевое распространение	85
3.4.2. Помехи многостанционного доступа	86
3.4.3. Распространение не по линии прямой видимости	86
3.4.4. Высокая разрешающая способность сигналов UWB во вре- мени	88
3.5. Определение дальности и местоположения	88
3.5.1. Взаимосвязь между определением дальности и оптималь- ными алгоритмами позиционирования	89
3.5.2. Алгоритмы оценки времени поступления ToA	92
3.5.3. Двусторонние протоколы определения дальности	105
3.6. Приложения, связанные с определением местоположения	107
3.7. Выводы	108
Литература	109
Глава 4	
Методы модуляции в системах UWB	114
4.1. Введение	114
4.2. Методы обработки сигналов UWB	116
4.2.1. Сигналы в импульсном радио UWB	117
4.2.2. Многополосные системы UWB	122
4.2.3. Системы UWB с несколькими несущими сигналами	123
4.2.4. ОЧРК (OFDM)	124
4.3. Отображение данных	126
4.3.1. Принципы отображения двоичных данных	127
4.3.2. M -кратные схемы отображения данных	130
4.4. Спектральные характеристики	131
4.5. Отображение данных и сложность реализации приемопере- датчиков	133

4.6.	Характеристики модуляции в практических условиях	134
4.6.1.	Влияние многолучевого распространения	134
4.6.2.	Помехи взаимного влияния при многостанционном доступе	136
4.6.3.	Влияние временного джиттера и ошибки оценивания луча	139
4.7.	Заключение	141
	Литература	142
Глава 5		
	Формирование сверхширокополосных импульсов	146
5.1.	Введение	146
5.2.	Формирование спектра передаваемых импульсов	149
5.3.	Цифровой метод формирования импульсов с помощью КИХ-фильтров	153
5.4.	Оптимальные схемы формирования одиночных импульсов UWB ...	156
5.4.1.	Алгоритм Паркса – МакКлеллана	156
5.4.2.	Формирование оптимальных импульсов UWB с непосредственной максимизацией коэффициента использования мощности сигнала (NESP)	157
5.4.3.	Аппроксимация ограничивающей частотной характеристики	159
5.4.4.	Разработка фильтров с линейной фазой по ограничивающей частотной характеристике	161
5.5.	Оптимальные схемы формирования ортогональных импульсов UWB	162
5.5.1.	Формулировка ортогональности	162
5.5.2.	Последовательное формирование импульсов UWB	164
5.5.3.	Последовательное формирование импульсов UWB фильтрами с линейной фазой	166
5.6.	Примеры схем и их сравнение	167
5.6.1.	Схемы формирования одиночных импульсов и оценка их эффективности использования спектра	167
5.6.2.	Схемы формирования многополосных импульсов	171
5.6.3.	Разработка системы ортогональных импульсов	173
5.6.4.	Формирование импульсов с учетом подавления узкополосных помех	173
5.6.5.	Влияние схем формирования импульсов на эффективность работы приемопередатчика	176
5.7.	Заключение	178
	Литература	179

Глава 6

Вопросы разработки антенн	182
6.1. Введение	182
6.2. Принципы построения антенных систем	183
6.2.1. Описание антенной системы	183
6.2.2. Однополосные и многополосные схемы	186
6.2.3. Источник импульсов	188
6.2.4. Передающая антенна и спектральная плотность мощности ...	188
6.2.5. Приемопередающая антенная система	192
6.3. Связь характеристик антенн и импульсов с качественными показателями системы	200
6.3.1. Импульсная система UWB	201
6.3.2. Влияние антенн и импульсов	204
Литература	208

Глава 7

Структуры сверхширокополосных приемников	209
7.1. Введение	209
7.2. Модель системы	211
7.3. Проблемы разработки приемников UWB	213
7.3.1. Дискретизация	214
7.3.2. Канал UWB и оценка параметров канала	215
7.3.3. Помехи в системах UWB	219
7.3.4. Другие аспекты разработки приемников	220
7.4. Варианты приемников для систем TH-IR-UWB	221
7.4.1. Оптимальная согласованная фильтрация	223
7.4.2. Схема с передачей контрольной частоты — TR	229
7.4.3. Дифференциальный детектор	235
7.4.4. Детектор мощности	236
7.5. Выводы	238
Литература	239

Глава 8

Моделирование сверхширокополосных каналов и его влияние на разработку систем	244
8.1. Введение	244
8.2. Основы и принципиальные положения моделирования распро- странения сигналов в каналах UWB	246
8.2.1. Основные механизмы многолучевого распространения	246

8.2.2.	Классификация моделей каналов UWB	246
8.3.	Методики зондирования каналов	250
8.3.1.	Метод измерений во временной области	250
8.3.2.	Метод измерений в частотной области	250
8.4.	Статистическое моделирование каналов UWB	252
8.4.1.	Философия моделирования и математические основы	252
8.4.2.	Характеристики каналов с крупномасштабными замира- ниями	253
8.4.3.	Характеристики каналов с мелкомасштабными замира- ниями	256
8.4.4.	Временная дисперсия и корреляционные свойства	262
8.5.	Влияние каналов UWB на проектирование систем	264
8.6.	Выводы	265
Литература		265

Глава 9

Системы MIMO и UWB

9.1.	Введение	271
9.2.	Потенциальные преимущества систем MIMO и UWB	272
9.3.	Обзор литературы, посвященной использованию многоэлемент- ных антенн в системах UWB	276
9.3.1.	Пространственное мультиплексирование	276
9.3.2.	Пространственное разнесение	277
9.3.3.	Формирование диаграммы направленности	277
9.3.4.	Сопутствующие вопросы	280
9.4.	Измерения и моделирование в пространственных каналах	280
9.4.1.	Измерения в пространственных каналах	280
9.4.2.	Моделирование пространственных каналов	283
9.5.	Пространственное мультиплексирование	284
9.6.	Пространственное разнесение	286
9.7.	Формирование диаграммы направленности	291
9.8.	Выводы и перспективы	294

Литература

Глава 10

Ослабление помех многостанционного доступа в системах UWB

10.1.	Введение	298
10.2.	Модель сигнала	299
10.2.1.	Передаваемый сигнал	299

10.2.2. Принятый сигнал	301
10.3. Ослабление влияния помех многостанционного доступа на приемном конце	304
10.3.1. Обнаружение последовательностей с использованием метода максимального правдоподобия.....	304
10.3.2. Линейные приемники.....	305
10.3.3. Итерационные (турбо) алгоритмы.....	315
10.3.4. Другие структуры приемников	318
10.4. Ослабление помех многостанционного доступа на передающем конце	320
10.4.1. Построение последовательности временных скачков для снижения помех MAI	321
10.4.2. Псевдохаотическая перестройка во времени	322
10.4.3. Доступ UWB с многоступенчатым расширением блока	324
10.5. Заключение	325
Литература	327

Глава 11

Проблемы сосредоточенных помех

в сверхширокополосных системах	332
11.1. Введение.....	332
11.2. Влияние сосредоточенных помех NBI в системах UWB	336
11.3. Предотвращение сосредоточенных помех NBI	340
11.3.1. Метод передачи на нескольких несущих	340
11.3.2. Многополосные схемы.....	342
11.3.3. Формирование импульса	343
11.3.4. Другие методы предотвращения сосредоточенных помех NBI	346
11.4. Подавление сосредоточенных помех NBI	347
11.4.1. Объединение методом MMSE.....	348
11.4.2. Методы, используемые в частотной области	349
11.4.3. Частотно-временные методы	349
11.4.4. Методы, используемые во временной области	351
11.5. Заключение и направления дальнейших исследований.....	352
Литература	353

Глава 12

Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением в сверхширокополосных системах

12.1. Введение.....	358
---------------------	-----

12.2.	Система многополосного ортогонального частотного разделения каналов ОЧРК (OFDM).....	360
12.2.1.	Планирование использования полосы	360
12.2.2.	Скачкообразная перестройка частоты поддиапазона	360
12.2.3.	Модуляция ОЧРК (OFDM).....	362
12.2.4.	Расширение спектра повторением в частотной области....	363
12.2.5.	Расширение спектра повторением во временной области ..	363
12.2.6.	Кодирование	363
12.2.7.	Поддерживаемые скорости передачи.....	364
12.2.8.	Приемопередатчик ОЧРК-МП (MB-OFDM).....	365
12.2.9.	Усовершенствование ОЧРК-МП (MB-OFDM).....	366
12.3.	Многополосная система UWB с импульсным ортогональным частотным разделением каналов ОЧРК-И (PULSED-OFDM)...	367
12.3.1.	Передатчик системы ОЧРК-И (PULSED-OFDM)	368
12.3.2.	Спектр сигнала ОЧРК-И (PULSED-OFDM).....	368
12.3.3.	Цифровая эквивалентная модель и разнос сигналов ОЧРК-И (PULSED-OFDM)	371
12.3.4.	Приемник системы ОЧРК-И (PULSED-OFDM)	372
12.3.5.	Выбор коэффициента повышенной частоты дискретизации	374
12.4.	Сравнение систем ОЧРК-МП (MB-OFDM) и ОЧРК-И (PULSED-OFDM).....	375
12.4.1.	Параметры системы	375
12.4.2.	Сравнение сложности реализации	376
12.4.3.	Сравнение по энергопотреблению.....	376
12.4.4.	Сравнение используемых площадей микросхем	377
12.4.5.	Сравнение эксплуатационных показателей.....	379
12.5.	Заключение	380
	Литература	381

Глава 13

	Сети UWB и их приложения.....	384
13.1.	Введение.....	384
13.2.	Основные сведения	386
13.2.1.	Физический уровень UWB	386
13.2.2.	Стандарт IEEE 802.15.3	387
13.3.	Протоколы доступа к среде.....	388
13.3.1.	Протокол MAC стандарта IEEE 802.15.3	389
13.3.2.	Влияние времени вхождения в синхронизм	393
13.3.3.	Каналы группового использования	397
13.4.	Сетевые приложения.....	402

13.5. Обобщение и обсуждение 405
13.6. Благодарность 405

Литература 405

Глава 14

Низкоскоростные сети UWB 408

14.1. Приложения низкоскоростных сетей UWB 408

14.1.1. Стандарт 802.15.4а: краткая историческая справка 409

14.1.2. Физический уровень РНУ стандарта 802.15.4а 409

14.1.3. Сравнение физического уровня стандартов 802.15.4а
и 802.15.4 410

14.1.4. Технические требования 411

14.1.5. Приложения 415

14.2. Управление доступом к среде MAC согласно стандарту 802.15.4 .. 417

14.2.1. Сетевые устройства и топологии 417

14.2.2. Стратегия доступа к передающей среде 419

14.2.3. От стандарта 802.15.4 к стандарту 802.15.4а 421

14.3. Усовершенствованный протокол MAC для низкоскоростных
сетей UWB 422

14.3.1. (UWB)²: несогласованный беспроводный доступ к среде
в сетях связи UWB 423

14.3.2. Процедура передачи 428

14.3.3. Процедура приема 431

14.3.4. Результаты моделирования 433

Литература 439

Глава 15

Обзор протоколов маршрутизации

в специализированных мобильных сетях 441

15.1. Введение 441

15.2. Специализированные сети 444

15.3. Маршрутизация в сетях MANET 446

15.4. Активная маршрутизация 447

15.4.1. Протокол DSDV 449

15.4.2. Протокол WRP 452

15.4.3. Протокол CGSR 454

15.4.4. Протокол STAR 456

15.4.5. Протокол HSR 458

15.4.6. Протокол OLSR 461

15.4.7. Протокол TBRPF 464

15.4.8.	Протокол DREAM.....	467
15.4.9.	Протокол GSR.....	469
15.4.10.	Протокол FSR.....	470
15.4.11.	Протокол HR.....	472
15.4.12.	Протоколы HSLs и A-HSLs.....	474
15.5.	Реактивная маршрутизация.....	476
15.5.1.	Протокол DSR.....	478
15.5.2.	Протокол ARA.....	481
15.5.3.	Протокол ABR.....	483
15.5.4.	Протокол AODV.....	487
15.5.5.	Протокол BSR.....	490
15.5.6.	Протокол CHAMP.....	493
15.5.7.	Протокол DYMO.....	495
15.5.8.	Протокол DNVR.....	496
15.5.9.	Протокол LAR.....	499
15.5.10.	Протокол LBR.....	502
15.5.11.	Протокол MPABR.....	504
15.5.12.	Протокол NDMR.....	505
15.5.13.	Протокол PLBM.....	507
15.5.14.	Протокол RDMAR.....	509
15.5.15.	Протокол SOAR.....	512
15.5.16.	Протокол TORA.....	515
15.6.	Маршрутизация с учетом расхода мощности PAR.....	518
15.6.1.	Протокол BEE.....	519
15.6.2.	Протокол EADSR.....	521
15.6.3.	Протоколы MTPR/MBCR/MMBCR/CMMBCR.....	522
15.6.4.	Протокол PARO.....	523
15.6.5.	Протокол PAWF.....	526
15.6.6.	MFP/MIP/MFPenergy/MIPenergy.....	528
15.7.	Гибридная маршрутизация.....	529
15.7.1.	Протокол MultiWARP.....	530
15.7.2.	Протокол SHARP.....	531
15.7.3.	Протокол SLURP.....	534
15.7.4.	Протокол ZRP.....	537
15.7.5.	Протокол AZRP.....	540
15.7.6.	Протокол IZR.....	540
15.7.7.	Протокол TZRP.....	541
15.8.	Другие протоколы.....	543
15.9.	Заключение.....	545
	Литература.....	547

Приложения	554
Глава 16	
Адаптивные системы UWB	569
16.1. Введение	569
16.1.1. Работы, посвященные адаптивным системам UWB	571
16.2. Распределенная схема управления доступом с регулируемой мощностью для систем UWB	574
16.2.1. Формализация задачи	576
16.2.2. Выбор мощности в системе UWB	577
16.2.3. Этапы работы схемы доступа	581
16.3. Анализ качественных показателей	583
16.3.1. Влияние начального значения MEI на показатели схем, основанных на регулировании мощности по значениям MEI	586
16.3.2. Характер изменений качественных показателей в зависи- мости от поступающей нагрузки	589
16.4. Заключение	593
Литература	594
Глава 17	
Обнаружение и слежение в сетях UWB — практиче- ский пример сети датчиков на основе UWB	596
17.1. Введение	596
17.2. Коллективный, многостанционный доступ в сверхширокопо- лосных (UWB) системах датчиков	598
17.2.1. Определение местоположения и расстояния	599
17.2.2. Разработка уровня MAC при использовании технологий UWB и обусловленные этим ограничения	600
17.3. Исследование сети датчиков UWB на конкретном примере	601
17.4. Описание системы UWEN	603
17.4.1. Система передачи информации	603
17.4.2. Передаваемый сигнал	604
17.4.3. Структура цикла	606
17.4.4. Подход к определению местоположения	607
17.5. Реализация системы	608
17.5.1. Краткий обзор приемопередатчиков	608
17.5.2. Передатчик	609
17.5.3. Генератор импульсов UWB	611
17.6. Система определения местоположения	612
17.7. Методы вычисления местоположения	618

17.8. Отслеживание движущихся объектов	623
17.8.1. Результаты моделирования	624
17.9. Заключение	628
17.10. Благодарности.....	628
Литература	629
Предметный указатель	633

Предисловие к изданию на русском языке

Книга, которую вы держите в руках, посвящена системам сверхширокополосной беспроводной связи. Это одно из наиболее актуальных и динамичных направлений развития беспроводных телекоммуникаций. Изначально придя из радиолокации, направление сверхширокополосной связи (UWB) отражено сегодня в ряде международных стандартов, поддержано многими производителями и промышленными альянсами.

Отметим, что на развитие сверхширокополосных систем связи существенное влияние оказали отечественные специалисты — Н.В. Зернов, А.А. Карцевич, Л.Ю. Астанин, Ю.Б. Кобзарев, А.А. Костылев, А.Ф. Кардо-Сысоев, Г.В. Глебович, В.В. Мелешко и др. Первые работы по UWB — системам связи с кодовым разделением каналов были выполнены в России в середине 1980-х годов В.В. Крыловым в Горьковском политехническом институте. Однако с середины 1990-х годов в нашей стране это направление активно не развивалось.

Напротив, за рубежом работы в области сверхширокополосных систем связи последние несколько десятилетий только активизировались. В 1990 году агентство перспективных исследований МО США (DARPA) впервые ввело определение понятия «сверхширокополосная система», которое в 2000 году скорректировано Федеральной комиссией связи США (FCC). Практически сразу началась работа по созданию международных стандартов.

Сегодня системы UWB уже нашли достаточно широкое практическое применение. Однако данная книга в основном сосредоточена на использовании UWB — систем связи в персональных (локальных) сетях передачи информации.

К достоинствам сверхширокополосной связи с использованием технологии UWB можно отнести высокую помехозащищенность, адаптивность к реальной помеховой обстановке, низкий, шумоподобный уровень сигнала, экономичное использование частотного ресурса, сложность перехвата и постановки прицельных помех, техническую простоту реализации.

UWB приемники и передатчики имеют исключительные характеристики по многолучевому распространению, высокое канальное уплотнение, они не сложны и не дороги в изготовлении. UWB приемники поддерживают высокую скорость передачи информации, и могут быть использованы для измерения расстояния и местоположения. UWB радары могут осуществлять стробирование по дальности, иметь превосходную режекцию помех, высокое разрешение при низкой возможной частоте и могут быть использованы как для наблюдения, так и для датчиков движения. UWB антенны легки и не дороги в построении.

Перечисленные достоинства технологии UWB позволяют рассматривать ее как перспективную альтернативу традиционной «синусоидальной» технологии, используемой в настоящее время в беспроводных технологиях, применяемых в радиоканалах в специальных комплексах информационного взаимодействия, в том числе в комплексах с БЛА и других комплексах мобильной высокоскоростной связи.

Необходимо отметить, что за последние годы у нас в стране началось возрождение научно-технического направления, связанного с разработкой сверхширокополосных систем различного назначения. Использование технологий UWB на ряде предприятий страны (ОАО «Концерн «Вега», ОАО «МНИРТИ», ОАО «РТИ им. академика А.И. Минца», ОАО «КБ «Луч» и др.) позволяет качественно повысить эффективность не только вновь разрабатываемых систем связи и локации, но и имеющихся телекоммуникационных систем в процессе их модернизации.

В связи с этим предлагаемая книга может послужить полезным базовым пособием для отечественного заинтересованного читателя, в частности, для разработчиков современных систем коммуникации и локации, студентов и преподавателей и других специалистов самого широкого профиля.

Москва, июль 2012

Д.т.н., профессор В.С. Верба

Предисловие

Популярность сверхширокополосного радио UWB растет во всем мире благодаря надеждам на получение очень высокой скорости передачи при низкой стоимости затрат. Интерес к UWB обусловил создание в 2001 году рабочей группы IEEE 802.15.3a. Перед группой была поставлена задача разработки нового стандарта беспроводной персональной сети (WPAN), в основу которого был положен физический уровень UWB, способный обеспечить скорость передачи порядка 500 Мбит/с. После выпуска Федеральной комиссией по электросвязи США (FCC) в феврале 2002 года первого в мировой практике официального издания масок, ограничивающих излучение, исследования и опытное конструирование систем UWB получили новый толчок к развитию. Появление этих масок открывало путь к разработке коммерческих систем UWB, по крайней мере, в США. Набор строгих ограничений FCC естественным образом определял сценарии организации связи с использованием UWB, которые предоставляли возможность высокоскоростной передачи на небольшие расстояния согласно IEEE 802.15.3aTG или невысокую скорость передачи в передающей среде на большие расстояния в соответствии с недавно сформированным документом IEEE 802.15.4aTG.

Несколько различных вариантов реализации физического уровня PHY UWB, изначально предложенных IEEE 802.15.3aTG, преобразовались в два основных предложения (метода): многополосное ортогональное частотное разделение MB-OFDM, основанное на передаче ортогональных сигналов со скачками частоты FH в полосе частот шириной 528 МГц, и DS-UWB — импульсное радио с непосредственной модуляцией последовательности импульсов. Хотя технологии MB-OFDM и DS-UWB не были специально разработаны для определения расстояния, тем не менее, они предусматривают излучение UWB в полосе частот, превышающей 500 МГц, что соответствует требованиям FCC и потенциально может обеспечить высокоточное определение расстояния. Возможность измерения расстояния — очень привлекательное свойство применительно к задачам определения местоположения, в частности, в специализированных сетях и сетях датчиков. Позиционирование в низкоскоростных сетях стало главной темой стандарта IEEE 802.15.4aTG, где впервые импульсное радио в сверхширокой полосе частот IR-UWB появилось в качестве наиболее привлекательного принципа.

Приведенные выше сценарии типичны для самоорганизующихся и распределенных сетей, например, специализированных сетей и сетей датчиков, в которых группы беспроводных оконечных устройств размеща-

ются в географической области ограниченного размера и поддерживают связь между собой через несколько участков (пролетов) без инфраструктуры и центрального координирующего модуля. Свойства сверхширокого спектра создают возможность работы с низкой мощностью и способствуют точному позиционированию, что оказывает существенное влияние на разработку уровня доступа к среде МАС и алгоритмов маршрутизации и требует новых стратегий создания алгоритмов и протоколов.

Цель настоящей книги — дать читателю общее представление об основных аспектах разработки систем связи UWB, на которых в настоящее время сосредоточено внимание исследователей всего мира. Данная книга — это, прежде всего, источник информации о новейших достижениях в теории и практическом проектировании телекоммуникационных сетей UWB.

Актуальность тематики

Книга охватывает вопросы физического уровня, уровня доступа к среде, сетевого и прикладного уровней.

Структура книги, согласно введению (глава 1), состоит из трех основных частей:

Анализ физического слоя и задач, зависящих от технологий (главы 2–6).

Общее представление о различных аспектах разработки систем UWB, включая моделирование каналов, совместимость с другими системами, а также контроль уровня помех и методы их подавления (главы 7–11).

Обзор уровня доступа МАС и вопросов сетевого уровня вплоть до прикладного (главы 12–16).

Детальное описание построения книги и краткий обзор содержания различных глав можно найти во введении (глава 1).

Аудитория

Авторы видели свою задачу в том, чтобы дать читателю первоначальное обзорное представление о важных аспектах технологии UWB, опираясь на современный математический аппарат. Книга рассчитана на технических специалистов и менеджеров отрасли связи, а также на научных работников академического и промышленного направлений. Для полного понимания вопросов, рассматриваемых в книге, желательно, чтобы читатель владел базовыми знаниями в области беспроводной связи.

Использование книги в учебных курсах

Данная книга представляет хорошо сбалансированное и систематизированное описание систем связи UWB — от организации радиосвязи до практических приложений. При этом структура книги такова, что отдельные главы достаточно независимы друг от друга. Поэтому на ее основе могут быть сформированы различные учебные курсы, отличающиеся по структуре и длительности и рассчитанные на различные целевые аудитории.

Каждая глава построена так, чтобы читатель, даже пропустив сложные математические описания, мог извлечь из чтения пользу. Фактически, все вопросы рассматриваются как в описательной, так и в математической форме, что позволяет удовлетворить разнообразные потребности читателей.

Благодарности

Мы хотели бы поблагодарить за совместную работу всех наших коллег и соавторов, которые потратили свое время и приложили усилия для реализации данного проекта.

Наша особая благодарность — редактору Полу Петралиа и предыдущему редактору Валерии Мольер, а также всему персоналу издательства John Wiley & Sons.

Хусейн Арслан
Чжи Нинь Чен
Мария-Габриэлла Ди Бенедетто

Список авторов и соавторов

Хусейн Арслан (Hüseyin Arslan), **Исмаил Гювенч** (Ismail Güvenç), **Мустафа Е. Захин** (Mustafa E. ahin) и **Садиа Ахмед** (Sadiah Ahmed), электротехнический отдел Университета Южной Флориды, Тампа, Флорида, США.

Мария-Габриэлла Ди Бенедетто (Maria-Gabriella Di Benedetto), Университет Ла Сапьенца, Рим, Италия.

Ирена Маравич (Irena Maravič), Европейская лаборатория молекулярной биологии, Гейдельберг, Германия.

Мартин Веттерли (Martin Vetterli), отдел интегральных микросхем (IC) Швейцарского федерального технологического института, Лозанна, Швейцария; отдел EECS Калифорнийского университета в Беркли, Беркли, Калифорния, США.

Синан Гезичи, **Хисаши Кобаяши** и **Х. Винсет Пур**, (Sinan Gezici, Hisashi Kobayashi and H. Vincent Poor), Отдел электронного проектирования, Принстонский университет, Принстон, Нью-Джерси, США.

Зафир Сахиноглы (Zafer Sahinoglu), Исследовательские лаборатории фирмы Mitsubishi Electric, Кембридж, Массачусетс, США.

Чжи Хан (Zhi Han), Мичиганский технологический университет, Хоуфтон, Мичиган, США.

Тимоти Н. Дэвидсон (Timothy N. Davidson), Университет Мак Мастер, Гамильтон, Онтарио, Канада.

Ксилить Луо (Xiliang Luo), Университет Миннесоты, Миннеаполис, Миннесота, США.

Ксяньринь Ву (Xianqin Wu), Мичиганский технологический университет, Хоуфтон, Мичиган, США.

Георгиос Б. Жианнакис (Georgios B. Giannakis), Университет Миннесоты, Миннеаполис, Миннесота, США.

Чжи Нинь Чен (Zhi Ning Chen), Исследовательский институт инфокоммуникаций, Сингапур.

Чиа-Чин Чонг (Chia-Chin Chong), лаборатория DoCoMo USA, Сан-Хосе, Калифорния, США.

Томас Кайзер (Thomas Kaiser), Исследовательская группа «умных» антенн, Университет Дуйсбург-Эссен, Дуйсбург, Германия.

Ибрахим Сабериния (Ebrahim Saberinia), Университет Невады, Лас-Вегас, Невада, США.

Ахмед Х. Тьюфик (Ahmed H. Tewfik), Университет Миннесоты, Миннеаполис, Миннесота, США.

Кришна М. Сайваленхем (Krishna M. Sivalingam) и **Анируддха Ренхнекар** (Aniruddha Rangnekar), отдел CSEE Университета Мэриленда, Балтимор, Мэриленд, США.

Лука Де Нардис (Luca De Nardis) и **Джан Марио Маджио** (Gian Mario Magio), Исследовательский центр беспроводной связи Беркли, Беркли, Калифорния, США.

Дэвид А. Сами (David A. Sumi), **Бранимир Войчич** (Branimir Vojcic) и **Джиньхао Ксю** (Jinghao Xu), Университет Джорджа Вашингтона, Вашингтон, Округ Колумбия, США.

Франческа Джимо (Francesca Cuomo) и **Кристина Мартелло** (Cristina Martello), отдел инфокоммуникаций Университета Ла Сапьянца, Рим, Италия.

Ян Опперман (Jan Oppermann), **Киджинь Ю** (Kegen Yu), **Альберто Раббачин** (Alberto Rabbachin), **Лучиан Стойка** (Lucian Stoica), **Пол Чонг** (Paul Cheong), **Жан-Филипп Монтилье** (Jean-Philippe Montillet) и **Сакари Тиураниеми** (Sakari Tiuraniemi), Центр беспроводной связи, университет Оулу, Финляндия.

ГЛАВА I

ЗНАКОМСТВО С ТЕХНОЛОГИЯМИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ СВЯЗИ

Хусейн Арслан (Hüseyin Arslan)

Мария-Габриэла Ди Бенедетто (Maria-Gabriella Di Benedetto)

I.1. Введение

Два последних десятилетия ознаменовались бурным развитием систем беспроводной связи. Стремительный рост рынка беспроводной связи прогнозируется и в будущем, поскольку спрос на все беспроводные услуги постоянно возрастает. Новые поколения беспроводных радиосистем призваны обеспечить мобильным абонентам гибкость в использовании скорости передачи (высокие, средние и низкие) и множество разнообразных приложений (таких как видео, передача данных, определение дальности и т. д.) и при этом обслужить как можно больше пользователей. Однако решать эти задачи приходится в условиях ограниченности основных ресурсов, таких как спектр и мощность. Так как все больше и больше устройств становятся мобильными, технологии будущего столкнутся с проблемой перегрузки спектра, и основной задачей станет обеспечение сосуществования различных беспроводных устройств. Таким образом, учитывая ограниченный доступный диапазон частот, удовлетворение спроса на более высокие пропускную способность и скорости передачи представляет собой актуальную задачу, требующую новых технических решений, совместимых с устройствами, работающими в различных частотных диапазонах.

Сверхширокополосная система UWB¹, работающая в режиме наложения спектров (иногда ее называют нелицензируемой системой общего пользования), сосуществует с другими — узкополосными — системами,

¹UWB — Ultra wideband.

работающими как в лицензируемых, так и нелицензируемых диапазонах. Мощность, излучаемая устройствами UWB, контролируется органами государственного регулирования (такими как Федеральная комиссия связи FCC¹ в США), поэтому степень влияния сигналов UWB на работу узкополосных систем пренебрежимо мала. Таким образом, системам UWB позволено сосуществовать с другими технологиями только при условии строгих ограничений по мощности. Несмотря на это, технология UWB предлагает привлекательные решения во многих приложениях беспроводной связи, включая беспроводные индивидуальные сети WPAN², беспроводную телеметрию и телемедицину, а также беспроводные сети датчиков. Благодаря своему широкому рабочему диапазону, UWB потенциально может обеспечить для приложений с малым радиусом действия намного большую пропускную способность, чем у существующих узкополосных систем.

Согласно современному определению, к сверхширокополосным системам UWB относится любая технология беспроводной связи, формирующая сигналы в диапазоне шире 500 МГц или имеющая относительную ширину полосы частот³ больше 0,2. Один из возможных способов реализации системы UWB представляет метод импульсного радио (IR⁴), основанный на передаче очень коротких (порядка нескольких наносекунд) и мало-мощных импульсов. При этом на каждый символ приходится не один, а несколько импульсов, число которых определяется коэффициентом расширения спектра системы. Коэффициент расширения спектра служит для гибкого регулирования скорости передачи, коэффициента ошибок по битам BER⁵ и области покрытия системы. Положение импульсов в пределах цикла (кадра) определяется индивидуальным псевдослучайным кодом, присваиваемым каждому абоненту (в случае систем UWB с псевдослучайным переключением временных интервалов). При реализации систем UWB методом импульсного радио используются и другие варианты, например, расширение спектра методом прямой последовательности. Преимущество импульсного радио в том, что оно устраняет необходимость в преобразованиях с повышением и понижением частоты, а также позволяет использовать несложные приемопередатчики. Кроме того, данный метод позволяет применять различные методы модуляции, включая амплитудную манипуляцию АМН (ООК⁶), амплитудно-импульсную модуля-

¹FCC — Federal Communication Commission.

²WPAN — Wireless Personal Area Network.

³Относительная ширина полосы частот равна $2 \cdot (F_H - F_L) / (F_H + F_L)$, где F_H и F_L — соответственно верхняя и нижняя граничные частоты диапазона.

⁴IR — Impulse Radio.

⁵BER — Bit Error Ratio.

⁶ООК — On-Off Keying.

цию АИМ (РАМ¹), фазоимпульсную модуляцию ФИМ (РРМ²) и фазовую манипуляцию ФМН (PSK³), а также использовать различные типы приемников, такие как детектор мощности, РАКЕ и приемник с выделением несущего сигнала.

Другой перспективный метод реализации систем UWB — это модуляция на нескольких несущих, которая может осуществляться методом ортогонального частотного разделения каналов — ОЧРК (OFDM⁴). Метод ОЧРК приобрел большую популярность благодаря таким особенностям, как устойчивость к многолучевой интерференции, реализация частотного разнесения с использованием кодирования с прямым исправлением ошибок (FEC⁵), возможность эффективного накопления энергии многолучевых компонентов и обеспечение высокой эффективности использования полосы частот за счет адаптивных методов модуляции и кодирования с применением поддиапазонов. ОЧРК позволяет решить многие проблемы, возникающие при высокоскоростной передаче данных, самой серьезной из которых является разброс задержек во времени. При использовании ОЧРК поток символов, переносящих данные, разделяется на несколько потоков с меньшими скоростями, и эти подпотоки передаются на различных несущих частотах. Так как период передачи символа увеличивается в число раз, равное числу неперекрывающихся несущих (поднесущих), то многолучевые отраженные сигналы лишь незначительно влияют на часть соседних символов. Оставшуюся часть межсимвольных помех (ISI⁶) можно устранить циклическим расширением символа ОЧРК.

1.1.1. Преимущества UWB

Системы UWB обладают уникальными, присущими только им многочисленными преимуществами. Прежде всего, это возможность нелицензированной работы в очень широком диапазоне частот, о чем уже говорилось выше. Работа в режиме наложения значительно повышает эффективность использования спектра и открывает новые возможности реализации беспроводных приложений. Внедрение интеллектуальных свойств в сочетании с удачным использованием спектра обеспечит дальнейшее развитие существующих приложений UWB.

Системы UWB (как на основе импульсного радио, так и на нескольких несущих) также обеспечивают отличную гибкость в использовании спектра. Системы UWB характеризуются множеством различных пара-

¹РАМ — Pulse Amplitude Modulation.

²РРМ — Pulse-Position Modulation.

³PSK — Phase-Shift Keying.

⁴OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

⁵FEC — Forward Error Corection.

⁶ISI — Intersymbol Interference.

метров, позволяющих разрабатывать адаптивные приемопередатчики и оптимизировать качественные показатели системы в зависимости от требуемых скорости передачи, диапазона, мощности, качества обслуживания и предпочтений пользователей. Технология UWB, вероятно, сможет обеспечить на очень коротких расстояниях (менее 1 м) высокие скорости передачи данных (порядка 1 Гбит/с). Однако, при наличии соответствующих адаптивных приемопередатчиков, дальность передачи можно легко увеличить за счет уменьшения скорости. Точно так же скорость и дальность передачи можно «обменять» на мощность, особенно в низкоскоростных приложениях, работающих на небольшие расстояния. При этом важнее всего то, что одно и то же устройство может предоставлять услуги различным пользователям с разнообразными требованиями, без привлечения дополнительных аппаратных средств.

Сигналы UWB имеют высокое разрешение во времени, что оставляет небольшой запас на замирания, и, как следствие, устойчивость к помехам многолучевого распространения. Поскольку сигналы UWB распространяются в очень широком диапазоне частот (вплоть до очень низких), то потери за счет проникновения в материал незначительны, что создает хороший энергетический запас линии связи. Более того, часто приемник может отслеживать множество отдельных многолучевых составляющих (благодаря большому количеству разрешимых трактов), и поэтому система обладает отличными возможностями накопления энергии. Например, приемники типа RAKE (с когерентным сложением) могут захватывать отраженные сигналы многолучевого распространения, накапливать энергию и тем самым улучшать характеристики системы.

Высокое разрешение во времени представляет главное достоинство сигналов UWB в части их использования. Благодаря очень короткой длительности передаваемых импульсов возможно даже использование диапазона частот ниже дециметрового. В системах UWB на основе импульсного радио в приемопередатчиках не нужно выполнять преобразования с повышением и понижением частоты, что создает потенциальное преимущество в плане снижения стоимости и уменьшения размеров устройств. Среди других преимуществ UWB — низкая передаваемая мощность и устойчивость к подслушиванию (благодаря тому, что сигналы UWB похожи на шум).

1.1.2. Приложения

Системы UWB используются в различных приложениях — от беспроводной связи до формирования радиолокационных изображений и мобильных радиолокаторов. Сверхширокая полоса частот и широкий разброс характеристик проникновения в материал позволяют использовать UWB в сис-

темах формирования радиолокационных изображений, в том числе для радаров просмотра земли, при формировании отраженных и сквозных изображений стен, а также в системах наблюдения и при формировании изображений в медицинских приборах. Технология UWB позволяет получить с высоким разрешением изображения того, что находится внутри препятствия или за ним.

Отличное разрешение во времени и возможность точного регулирования диапазона систем UWB могут быть использованы в мобильных радиолокационных системах, служащих для предотвращения столкновений, управляемой парковки и т. д. Возможности определения местоположения и взаимного расположения объектов также представляют перспективные приложения технологии UWB, которые в последнее время вызывают большой интерес.

И, наконец, последнее, но не менее важное, приложение — это беспроводная связь. Возможно, именно благодаря этому приложению системы UWB вошли в мир беспроводных технологий, включая беспроводные домашние сети, системы высокой плотности внутри офисных зданий и деловых центров, беспроводные «мыши», клавиатуры, акустические системы и устройства стандарта USB¹ на основе технологии UWB, а также беспроводные персональные сети WPAN и WBAN², беспроводную телеметрию и телемедицину.

1.1.3. Трудности

Несмотря на все преимущества UWB, существует ряд теоретических и практических вопросов, тщательная проработка которых необходима для успешного продвижения данной технологии на рынке беспроводной связи. Разработка кодов для многостанционного доступа, подавление помех многостанционного доступа (MAI³), обнаружение и подавление сосредоточенных помех (NBI⁴), синхронизация приемника по очень узким импульсам, точное моделирование каналов UWB, оценивание задержки и передаточных коэффициентов каналов многолучевого распространения, а также адаптивная схема приемопередатчика — вот лишь некоторые из тех проблем, которые еще требуют серьезных исследований. Помимо перечисленных проблем физического уровня, остается открытым и концептуальный вопрос о роли технологии UWB в беспроводных сетях. В то

¹USB — Universal Serial Bus (Универсальная последовательная шина).

²WPAN — (Wireless Personal Area Network) и WBAN (Wireless Body Area Network) — сети, предназначенные для контроля за жизнедеятельностью живых организмов, в том числе и человека. — *Прим. перев.*

³MAI — Multiple Access Interference.

⁴NBI — Narrowband interference.

же время остаются актуальными вопросы о роли технологии UWB в организации специализированных беспроводных сетей и сетей датчиков.

Ниже приведен неполный перечень проблем, связанных с сверхширокополосной технологией UWB:

- сосуществование с другими системами и работа в условиях сильных сосредоточенных помех;
- формирование (адаптация) спектра передаваемых сигналов (многополосные системы, UWB на основе ортогонального ЧРК и т. д.);
- разработка практичных, простых и маломощных приемопередатчиков;
- точная синхронизация и оценивание параметров канала;
- высокая частота дискретизации при цифровой реализации;
- потребность в мощных средствах обработки сигналов с высокими качественными показателями и когерентной структурой цифровых приемников;
- потребность в разработке широкополосных высокочастотных компонентов (антенн, малшумящих усилителей и т. д.);
- проблемы многостанционного доступа, включая разработку соответствующих кодов и взаимные влияния между абонентами;
- точное моделирование сверхширокополосного канала в различных средах;
- разработка адаптивных систем и межуровневое согласование для систем UWB;
- сетевое планирование с учетом особенностей технологии UWB.

1.2. Круг вопросов, рассматриваемых в книге

Данная книга охватывает различные аспекты сверхширокополосной технологии UWB — от вопросов радиосвязи до построения сетей UWB и специальных приложений. Книга призвана пролить свет на проблемы, связанные с технологией UWB и перечисленные в конце предыдущего раздела. Основное внимание уделено системам UWB на основе импульсного радио, но достаточно подробно рассмотрены и системы UWB с ОЧРК.

В системе UWB передача ведется в очень широкой полосе частот, что создает множество независимых трактов. При заданной общей величине мощности передачи, эта мощность распределяется в очень широком диапазоне частот. Во временной области возможность различения сигналов на приеме с высокой разрешающей способностью, обусловленная сверхширокой полосой, может ухудшить характеристики приема. Из-

за того, что суммарная мощность распределена по множеству составляющих многолучевого распространения, мощность в каждом отдельном канале может оказаться очень малой [1]. Кроме того, из-за широкополосной природы сигналов UWB, составляющие, распространяющиеся по разным трактам, могут испытывать различные частотно-селективные искажения. В результате принимаемый сигнал составляется из импульсов различной формы, что делает синхронизацию, оценку канала и схему оптимального приемника более сложными, чем в других широкополосных системах. При этом для реализации стандартных методов в цифровых приемниках UWB потребовались бы очень быстрые аналого-цифровые преобразователи, работающие в гигагерцовом диапазоне и поэтому потребляющие много энергии. В данных условиях синхронизация и оценка состояния канала относятся к наиболее важным задачам разработки систем UWB. Поэтому обсуждению этих вопросов будет посвящена целая глава. Проблема организации несложного оценивания канала и вопросы синхронизации цифровых приемников UWB будут рассмотрены во 2 главе «Синхронизация и оценивание сверхширокополосных каналов UWB».

С вопросами синхронизации тесно связана и задача точной оценки времени поступления сигналов UWB. Точная синхронизация и высокая разрешающая способность времени поступления важны не только для приема и детектирования сигналов, но и для точного распределения диапазона. Прикладные задачи по определению местоположения и использованию частотного диапазона могут быть решены на основе соответствующих несложных алгоритмов синхронизации. Этому аспекту посвящена глава 3 «Сверхширокополосная локация». В этой главе представлен обзор традиционных методов определения дальности и координат местоположения, а также исследуются их характеристики с точки зрения оценки дальности.

Выбор подходящего метода модуляции для систем UWB пока остается одной из основных проблем. При этом возможны различные варианты модуляции — в зависимости от приложений, технических требований, ограничений, диапазона частот, передаваемой и принимаемой мощности, требуемого качества обслуживания, требований регулирующих органов, сложности аппаратного обеспечения, скорости передачи, надежности канала и пропускной способности. Поэтому очень важно выбрать метод модуляции, подходящий для решения конкретной задачи. Так, в системах UWB могут использоваться двоичная фазовая манипуляция ДФМН или ФМ2 (BPSK¹), квадратурная фазовая манипуляция КФМН или ФМ4 (QPSK²), амплитудно-импульсная модуляция АИМ (PAM), амплитудная ма-

¹BPSK — Binary Phase Shift Keying.

²QPSK — Quadrature Phase Shift Keying.

нипуляция АМН (ООК), фазоимпульсная модуляция ФИМ (РРМ), интервально-импульсная модуляция ИИМ (РИМ¹) и модуляция формы импульса МФИ (PSM²) [2]. В приложениях UWB наиболее популярна модуляция ДФМН (BPSK) благодаря равномерному спектру мощности и низкому коэффициенту ошибок по битам BER. Однако при ДФМН необходимо точное фазовое детектирование модулированного сигнала, требующее выполнения в приемнике сложных алгоритмов оценки канала. В отличие от ДФМН, при АМН и ФИМ достаточно только информации о наличии или отсутствии энергии, а оценка канала при некогерентном приеме не требуется. Вместе с тем, при данных видах модуляции можно использовать и когерентные приемники с целью улучшения эксплуатационных характеристик системы. На выбор метода модуляции влияет также уровень шумов в беспроводном канале. При модуляции высших порядков высокая скорость передачи данных обеспечивается за счет плохих показателей ошибок BER в каналах с шумами. Поэтому для низкоскоростных приложений, работающих по каналам плохого качества, предпочтительнее использовать методы модуляции низших порядков. К методам модуляции, применяемым в системах UWB, можно также отнести передачу в нескольких частотных диапазонах или на нескольких несущих, а также различные варианты многостанционного доступа, такие как псевдослучайное переключение временных интервалов (TH³) и метод модуляции прямой последовательностью (DS⁴). Этим вопросам посвящена глава 4 «Методы модуляции в системах UWB», где будет сделан сравнительный анализ различных методов модуляции.

Как и в случае модуляции, задача регулирования формы огибающей спектра системы UWB посредством формирования импульсов также может решаться по-разному. Как уже отмечалось в предыдущем разделе, при наложении систем UWB на тот или иной спектр, регулирующие органы устанавливают «спектральные маски», которые строго ограничивают передаваемую мощность сигналов UWB. Часто спектральные маски бывают неравномерными, т. е. в некоторых частях спектра устанавливаются более жесткие ограничения, чем в остальных. На спектр передаваемого сигнала влияют метод модуляции, схема многостанционного доступа и особенно сильно — форма огибающей спектра для используемых импульсов UWB. Поэтому выбор формы импульса имеет ключевое значение при разработке систем UWB. Вопросы, связанные с формированием импульсов UWB, будут обсуждаться в главе 5 «Формирование сверхширокополосных импульсов».

¹PIM — Pulse Interval Modulation.

²PSM — Pulse Shape Modulation.

³TH — Time Hopping.

⁴DS — Direct Sequence.

Еще одна важная проблема, возникающая при создании беспроводных систем UWB — это разработка антенн. Среди наиболее сложных задач можно выделить согласование в широкой полосе частот входных сопротивлений (импедансов), усилений, фаз, диаграмм направленности и поляризации. Поэтому в главе 6 «Вопросы разработки антенн» обсуждаются проблемы, связанные с разработкой антенн для систем UWB, а также влияние антенн на передачу сигналов UWB. Отметим, что в данной главе вопросы разработки антенн увязаны с вопросами формирования импульсов, и специальные рекомендации по разработке антенн UWB даются с учетом источников импульсов.

Во многих существующих приложениях систем UWB требуются недорогие, небольшие по размеру и потребляющие мало мощности приемопередатчики. Поэтому создание практичных и недорогих приемопередатчиков представляет жизненно важное условие внедрения технологии UWB. Требования к приемопередатчикам UWB и соответствующие компромиссы при разработке конкретных технических решений будут рассмотрены в главе 7 «Структуры сверхширокополосных приемников». В этой главе обсуждаются различные структуры приемников и приводится сравнительная характеристика различных подходов с точки зрения их способности использовать априорную (дополнительную) информацию. Также исследуется зависимость надежности различных структур приемников от доступности и точности этой дополнительной информации.

Чтобы создать эффективные и качественные алгоритмы работы приемопередатчика и построить надежную систему радиосвязи, необходимо точное и реалистичное моделирование радиоканала. К сожалению, механизмы распространения радиосигналов в беспроводных каналах связи сложны и разнообразны. По этой причине моделирование канала в течение многих лет остается объектом глубоких исследований. Моделирование канала UWB во многом отличается от хорошо известных моделей узкополосных каналов. В главе 8 «Моделирование сверхширокополосных каналов и его влияние на разработку систем» будет дан обзор исследований в области моделирования распространения сигналов UWB по каналу и влияния этих исследований на разработку систем связи UWB. Данная глава содержит базовые понятия и предпосылки для моделирования канала UWB с многолучевым распространением, обсуждение двух распространенных методов зондирования канала, описание статистической модели канала UWB, анализ влияния особенностей канала UWB на разработку системы и некоторые другие важные аспекты.

Вопрос использования свойств радиоканала для улучшения характеристик приемопередатчика имеет богатую и длинную историю, о чем свидетельствует литература по беспроводной связи. Один из таких методов

представляют многоэлементные антенны, используемые для различных целей, включая сложение разнесенных сигналов, ослабление помех и увеличение скорости передачи. В последние годы большой интерес у специалистов в области беспроводной связи вызывают системы, использующие антенны со многими входами и выходами — MIMO¹. Системы MIMO, часто рассматриваемые как вспомогательная технология, могут найти применение в беспроводных системах любого типа, включая и UWB. Поэтому в главе 9 «Системы MIMO и UWB» представлены перспективы использования MIMO в системах UWB и преимущества, которые это дает для расширения спектра, повышения скорости передачи данных, подавления помех и технологических упрощений. В этой же главе можно найти обзор литературы, посвященной использованию многоэлементных антенн в системах UWB, включая методы мультиплексирования с пространственным разделением, пространственного разнесения, формирования лучей и другие вопросы. Также, в дополнение к моделям каналов из главы 8, рассматриваются вопросы измерений и моделирования каналов UWB с пространственным разделением, что формирует прочную основу для разработки алгоритмов работы систем MIMO и приемопередатчиков UWB.

Одно из важнейших свойств систем беспроводной связи представляет многостанционный доступ, обеспечивающий эффективное совместное использование доступного спектра частот различными абонентами. В беспроводных системах наиболее популярны: многостанционный доступ с временным разделением МДВР (TDMA²), многостанционный доступ с частотным разделением МДЧР (FDMA³) и многостанционный доступ с кодовым разделением МДКР (CDMA⁴). В сетях UWB, как и в любой системе связи, обеспечение многостанционного доступа представляет одну из ключевых задач. В идеале система должна быть разработана так, чтобы различные абоненты не создавали друг другу помех. На практике это невозможно, так как все системы стремятся предоставить доступ как можно большему числу пользователей, обеспечив максимально эффективное использование спектра. В результате помехи из-за многостанционного доступа (внутриканальные помехи, помехи соседних каналов и корреляция кода абонента с кодами других пользователей) становятся серьезной проблемой беспроводной связи. В главе 10 «Ослабление помех многостанционного доступа в UWB» рассматриваются вопросы многостанционного доступа в системах UWB на основе импульсного радио и описываются методы обработки сигналов, уменьшающие влияние помех от других абонентов на детектирование информационных символов.

¹MIMO — Multi-input multi-output.

²TDMA — Time Division Multiple Access.

³FDMA — Frequency Division Multiple Access.

⁴CDMA — Code Division Multiple Access.

Еще один серьезный вид помех, особенно в системах UWB, представляют сосредоточенные (узкополосные) помехи. Влияние узкополосных сигналов на систему UWB может оказаться значительным, и в худшем случае эти сигналы могут полностью «заглушить» приемник UWB. И хотя узкополосные мешающие сигналы влияют лишь на незначительную часть спектра UWB, они, из-за своей относительно высокой (по сравнению с сигналом UWB) мощности, могут существенно ухудшить качественные показатели и пропускную способность системы UWB [3]. Последние исследования показали, что коэффициент ошибок по битам в приемниках UWB серьезно ухудшается под влиянием сосредоточенных помех [4–8]. Высокий коэффициент расширения спектра сигнала UWB до некоторой степени позволяет справиться с сосредоточенными помехами. Однако во многих случаях только расширение спектра, даже с очень высоким коэффициентом, оказывается недостаточным для того, чтобы компенсировать влияние мощных источников помех. Следовательно, либо в системе UWB следует избегать передачи на частотах с сильными сосредоточенными помехами, либо в приемниках UWB должны использоваться методы подавления узкополосных помех, позволяющие улучшить качественные показатели, пропускную способность и использование диапазона частот. Вопросы, связанные с сосредоточенными помехами, будут подробно рассматриваться в главе 11 «Проблемы сосредоточенных помех в сверхширокополосных системах».

Некоторые из упомянутых выше проблем относятся к системам UWB, реализованным как на основе импульсного радио, так и с использованием нескольких несущих. Однако подход, основанный на ортогональном частотном разделении каналов — ОЧРК (OFDM), имеет свои особенности и преимущества, которые заслуживают, по крайней мере, одной отдельной главы — тем более, что многополосные системы с ортогональным ЧРК представляют одну из главных идей стандарта IEEE 802.15.3а, которую поддержали более 100 крупных компаний и университетов. Поэтому в главе 12 «Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением в сверхширокополосных системах» подробно рассмотрен подход к созданию систем UWB на основе ОЧРК.

Вопросы физического уровня и многостанционного доступа — это далеко не единственные исследовательско-конструкторские проблемы и возможности систем UWB. Существует и множество других аспектов в части сетевого планирования, адаптации и межуровневой оптимизации. Сети UWB потенциально могут обеспечить высокие скорости передачи в широкой полосе при малых затратах энергии — помимо других свойств, таких как точное определение местоположения и низкая вероятность преднамеренного подавления и подслушивания. Благодаря этому возрастает

интерес к созданию сетей передачи данных на основе технологии UWB. Например, рабочая группа по стандартизации IEEE TG802.15.3a в настоящее время разрабатывает альтернативную схему канального уровня для высокоскоростной передачи, совместимую с протоколом многостанционного доступа для беспроводных персональных сетей WPAN стандарта IEEE 802.15.3. Новая схема будет работать на расстояниях нескольких десятков метров, обеспечивая скорость передачи порядка нескольких сотен мегабит в секунду. Также рассматривается возможность создания беспроводных сетей датчиков на основе UWB и использования сетей UWB в военных целях. Обзор данных вопросов содержится в главе 13 «Сети UWB и их приложения».

Наряду с активной «раскруткой» высокоскоростных сетей UWB наблюдается возрастающий интерес к применению технологии UWB в маломощных и низкоскоростных сетях, например, в сетях датчиков [9]. Вопросы, связанные с низкоскоростными приложениями и сетями, будут обсуждаться в главе 14 «Низкоскоростные сети UWB».

При создании сетей UWB одну из самых больших трудностей представляет разработка эффективных протоколов маршрутизации для специализированных мобильных сетей. Протоколы маршрутизации, используемые в специализированных мобильных сетях, и некоторые особенности этих протоколов в сетях UWB будут подробно рассмотрены в главе 15 «Обзор протоколов маршрутизации в специализированных мобильных сетях». Описанные в данной главе протоколы маршрутизации, отслеживающие мощность (энергию), могут эффективно использоваться в специализированных сетях на основе UWB.

Как уже отмечалось в предыдущем разделе, одно из важнейших преимуществ технологии UWB — это гибкость, позволяющая создавать адаптивные схемы приемопередатчиков и сети в целом. Адаптивное планирование сети и методы межуровневой оптимизации становятся объектом возрастающего интереса в сфере беспроводной связи. Поэтому в главе 16 «Адаптивные системы UWB» акцент будет сделан на адаптивности систем UWB. В частности, будут рассмотрены вопросы использования свойства адаптивности UWB для поддержки беспроводных каналов в специализированных сетях и динамической настройки беспроводной связи между устройствами, расположенными на заданной территории, без поддержки централизованной инфраструктуры.

Заключительная глава 17 «Обнаружение и слежение в сетях UWB — практический пример сети датчиков на основе UWB» дает описание конкретного применения системы UWB в беспроводной сети датчиков и для определения местоположения. Системы UWB на основе импульсного радио имеют ряд характерных свойств, которые хорошо подходят для при-

менения в сетях датчиков. Так, системы UWB на основе импульсного радио (потенциально обеспечивающие несложную и недорогую реализацию и шумоподобные сигналы) устойчивы к сложным условиям многолучевого распространения и имеют очень хорошее разрешение во временной области, что позволяет использовать их в приложениях, связанных с обнаружением и слежением. В этой же главе рассматривается пример архитектуры системы датчиков, основанной на маломощных несложных приемопередатчиках UWB и протоколе управления доступом к среде MAC¹ с временным разделением МДВР.

Литература

1. D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch, "Effects of spreading bandwidth on the performance of UWB RAKE receivers", in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, vol. 5, May 2003, pp. 3545-3549.
2. I. Guvenc and H. Arslan, "On the modulation options for UWB systems", in *Proc. IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM)*, vol. 2, Boston, MA, October 2003, pp. 892-897.
3. J. Foerster, "Ultra-wideband technology enabling low-power, high-rate connectivity (invited paper)", in *Proc. IEEE Workshop Wireless Commun. Networking*, Pasadena, CA, September 2002.
4. J. R. Foerster, "The performance of a direct-sequence spread ultra-wideband system in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference", in *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, vol. 4, Birmingham, AL, May 2002, pp. 1931-1935.
5. J. Choi and W. Stark, "Performance of autocorrelation receivers for ultra-wideband communications with PPM in multipath channels", in *Proc. IEEE Ultrawideband Syst. and Technol. (UWBST)*, Baltimore, MD, May 2002, pp. 213-217.
6. L. Zhao and A. Haimovich, "Performance of ultra-wideband communications in the presence of interference", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, pp. 1684-1691, December 2002.
7. G. Durisi, J. Romme, and S. Benedetto, "Performance of TH and DS UWB multiaccess systems in presence of multipath channel and narrowband interference", in *Proc. Int. Workshop Ultrawideband Systems*, Oulu, June 2003.
8. R. Tesi, M. Hamelainen, J. Linatti, and V. Hovinen, "On the influence of pulsed jamming and coloured noise in UWB transmission", in *Proc. Finnish Wireless Commun. Workshop (FWCW)*, Espoo, May 2002.
9. M. G. Di Benedetto, L. De Nardis, M. Junk, and G. Giancola, "(UWB)²: uncoordinated, wireless, baseborn medium access control for UWB communication networks", *Journal of Mobile Networks and Applications*, vol. 10, no. 5, pp. 663-674, October 2005.

¹MAC — Media Access Control.

ГЛАВА 2

СИНХРОНИЗАЦИЯ И ОЦЕНИВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КАНАЛОВ UWB

Ирена Маравич (Irena Maravic)
Мартин Ветеррли (Martin Veterrli)

2.1. Введение

Сверхширокополосные системы UWB характеризуются как системы с непрерывным спектром, который занимает диапазон более 500 МГц или полосу частот шириной более 20% от центральной частоты. Диапазон систем UWB может включать частоты от 3,1 до 10,6 ГГц, с шириной полосы более 7 ГГц. Чтобы предоставить такую широкую полосу частот, Федеральная комиссия по связи США (FCC) ввела несколько ограничений на передаваемую мощность [11], имея в виду, что устройства UWB могут использовать чрезвычайно широкий диапазон частот, не излучая при этом энергии, замечаемой близлежащими узкополосными радиосистемами, например, системами 802.11a/g. Такое строгое ограничение мощности в сочетании с чрезвычайно широкой полосой частот вносит новые проблемы в анализ и практику обеспечения надежности систем. К этим проблемам можно отнести высокую чувствительность данных систем к ошибкам синхронизации, оптимальное использование эффектов замираний в частотно-селективных каналах, условия низкой мощности и сосуществование с другими беспроводными устройствами, а также разработку новейших методов обработки сигналов, пригодных для полностью цифровой реализации.

Традиционные системы UWB, часто называемые *импульсным радио*, используют пачку импульсов очень короткой длительности (порядка наносекунд), в силу чего энергия сигнала распределена в диапазоне частот от нуля до нескольких гигагерц [34, 45]. Для получения необходимой энергии, достаточной для надежного обнаружения, каждый символ состоит

из серии нескольких импульсов и передается в течение нескольких циклов, по одному импульсу в цикле. Такая схема передачи сигнала получила широкое признание в качестве лучшего претендента на использование в различных широкополосных приложениях беспроводной связи, включающих, среди прочего, точное определение местоположения, измерение дальности, формирование изображений образов материалов. Однако реализация полного потенциала импульсной радиосвязи крайне критична к уровню разработки схем тактовой синхронизации, точность и сложность которых непосредственно влияют на эксплуатационные показатели системы. *Тактовая синхронизация* требуется на уровне импульса для определения места импульса в цикле и на уровне цикла для определения начала первого цикла каждого символа. Если синхронизация представляет критичный фактор в других широкополосных системах, таких как DS-CDMA [2, 22], то методы разработки DS-CDMA могут быть адаптированы и к системе UWB, требующей значительно большей скорости отсчетов. Последнее делает эту проблему более сложной и дает различные решения.

В последнее время возник повышенный интерес к другим методам передачи, использующим несколько полос, а не одну общую очень широкую полосу. В частности, импульсы исходной полосы частот могут модулироваться несколькими аналоговыми несущими в нескольких полосах частот (обычно шириной 500–800 МГц). Такой метод передачи, обычно называемый многополосной UWB [1], имеет ряд достоинств по сравнению с импульсной схемой, включая более эффективное использование маски спектра Федеральной комиссии по связи США [10] и снижение взаимных помех с другими — «сосуществующими» — системами благодаря гибкому выбору частотных полос [33]. Как и в импульсных системах, в многополосных системах UWB трудности представляют выделение тактовой частоты и оценка канала, однако одной из основной проблем при разработке системы становится синхронизация несущих частот, в особенности в системах с ортогональным ЧРК — OFDM или с быстрыми частотными скачками, пробегающими все множество частотных полос.

В настоящей главе рассматриваются проблемы временной синхронизации и оценивания канала в системах UWB, при этом основное внимание уделено схеме передачи импульсных сигналов. В последнее время появилось достаточно много литературы по этой теме, с общей тенденцией к минимизации количества необходимых аналоговых компонентов и использованию цифровой обработки, насколько это возможно [9, 14, 17, 31]. Однако цифровая реализация с чрезвычайно широкой полосой частот может приводить к недопустимо высокой стоимости в смысле потребления мощности и сложности приемника. Например, традиционные методы скользящих корреляторов могут потребовать очень быстрых и

дорогих АЦП, работающих в гигагерцовом диапазоне, и поэтому имеющих высокое энергопотребление. Более того, реализация таких методов в цифровом виде может иметь почти нереализуемую в реальных системах сложность, а также медленное время преобразования, так как предполагает полный поиск среди тысяч крошечных окон — зазоров, каждый из которых наносекундного уровня. Для достижения требуемой скорости было предложено несколько схем *выделения тактовой частоты*, как, например, поиск с полной инверсией бит [14] или подход, основанный на корреляционной схеме, использующий свойства сигнальных последовательностей [12]. Даже если некоторые из этих методов уже используются в определенных аналоговых системах [11], необходимость очень высокой скорости взятия отсчетов, наряду с присущей таким методам поисковой природой, делает их менее привлекательными для цифровой реализации. В последнее время было разработано семейство методов *«синхронизации вслепую»* [31], использующих преимущества так называемой *циклостационарности* сигналов UWB, т. е. тот факт, что каждый информационный символ состоит из импульсов UWB, которые передаются периодически (по одному в цикле) в течение нескольких циклов. Такой подход опирается на скорости следования циклов, а не на скорости отсчетов Найквиста¹, поэтому для получения хороших параметров синхронизации необходим относительно большой объем данных.

Следующая проблема, возникающая при разработке оптимального приемника UWB, заключается в необходимости учета в принимаемом сигнале определенных частотно-зависимых эффектов. Это связано с тем, что благодаря широкополосной природе сигналов UWB, составляющие многолучевого распространения, проходящие по разным путям, подвергаются различным частотно-избирательным искажениям [7, 36]. В результате принимаемый сигнал состоит из импульсов различной формы, что делает *проблему разработки оптимального приемника* намного изысканней, чем в других широкополосных системах [2, 22, 27]. В [7] для выделения пространственно разделенных многолучевых составляющих используется решетка из датчиков, после чего происходит идентификация каждого луча адаптивным методом, получившим название алгоритма «Сенсор — КЛИН» (Sensor-CLEAN)². Однако этот метод, из-за своей сложности и необходимости антенной решетки, использовался в основном в экспериментах по распространению сигналов UWB. В недавней работе [30] авторы представили подход к оценке данных на основе принципа максимального правдоподобия, использующий отсчеты скорости следования символов с выхода коррелятора, в предположении наличия корреляции принимае-

¹Частота дискретизации Котельникова — *Прим. перев.*

²Имеется в виду система датчиков — «чистильщиков» — *Прим. перев.*

мого сигнала с принимаемым образцом (шаблоном) шума. В частности, понятие образца шума или «загрязняющего» образца происходит из того факта, что каждый принимаемый сегмент шума подвержен искажениям в том же самом, неизвестном канале и тому же самому временному сдвигу, соответствующему временной задержке в групповом канале. Подобные методы обсуждались также в [32], где в приемнике проводился процесс интегрирования — накопления и сброса образцов таких сегментов, а временной сдвиг находился по отсчетам скорости следования символов. Поскольку такой подход значительно снижает скорость отсчетов по сравнению с традиционными методами, основанными на корреляторах с перестраиваемыми опорными сигналами — скользящими корреляторами, то он может быть использован, в основном, для выделения тактовой частоты из импульсов UWB, но не может непосредственно применяться для оценки импульсной характеристики канала.

В настоящей главе мы сосредоточимся, главным образом, на оценке канала в частотной области и на синхронизации в импульсных сверхширокополосных системах. В частности, будет показано, как распространить некоторые недавно полученные результаты дискретизации определенных классов параметров сигналов с неограниченной полосой частот [19, 29] на задачи оценки каналов систем UWB и оценивания неизвестных параметров каналов по набору отсчетов, взятых со скоростью ниже скорости Найквиста. Схема построения данной главы следующая. В разделе 2.2 вводится модель многолучевого канала с замираниями и даются основы оценивания канала в частотной области. Для лучшего понимания сущности принципов, лежащих в основе частотного подхода, сначала вводится полиномиальный метод оценивания параметров, использующий идею аннигиляционного — аннулирующего фильтра [30] и требующий нахождения корней полинома при определении интересующих параметров. Затем мы представим метод подпространств, который позволяет получить более надежные оценки параметров при анализе пространства состояний системы [23]. В разделе 2.3 обсуждаются числовые показатели и сложность вычислений представленных алгоритмов, а также альтернативные методы с более низкими требованиями к вычислениям. В разделе 2.4 рассматривается более реалистичная модель канала UWB и представлено решение задачи совместного оценивания формы импульсов и временных задержек в различных трактах распространения. В разделе 2.5 обсуждается возможность расширения рамок частотного подхода на задачи оценивания каналов с несколькими, не обязательно смежными, полосами частот. А именно, будет представлено более общее решение, которое включает линейку фильтров в приемнике и обеспечивает оценку канала в нескольких полосах частот с высшей защищенностью. В завершение,

в разделе 2.6 обсуждается применение основных положений систем UWB в задачах определения местоположения. В частности, применительно к таким системам представлен метод с переменной или двухступенчатой разрешающей способностью, который располагает уникальными преимуществами по сравнению с существующими методами.

2.2. Оценивание канала на частоте субдискретизации

2.2.1. Модель канала UWB

Множество проведенных исследований распространения сверхширокополосных сигналов принимают во внимание временные свойства каналов или их пространственно-временные характеристики [7]. Обычно модель импульсной характеристики многолучевого канала с замираниями задается в виде:

$$h(t) = \sum_{l=1}^L a_l \delta(t - t_l), \quad (2.1)$$

где t_l и a_l обозначают, соответственно, задержку сигнала и передаточный коэффициент (коэффициент распространения) в l -том тракте. Несмотря на то, что эта модель не в полной мере отражает особенности частотно-зависимых эффектов, она повсеместно используется при анализе схем разнесенного приема обычных широкополосных приемников, например, приемников RAKE [22]. Уравнение (2.1) можно интерпретировать как утверждение, что принимаемый сигнал $y(t)$ представляет взвешенную сумму ослабленных и задержанных копий переданного сигнала $s(t)$, равную:

$$y(t) = \sum_{l=1}^L a_l s(t - t_l) + \eta(t), \quad (2.2)$$

где $\eta(t)$ — шумы приемника.

Для оценки неизвестных задержек и коэффициентов распространения разработано несколько классов алгоритмов. В работе [4] авторы предлагают среднеквадратичную процедуру, учитывающую кластерную структуру канала. Однако такой подход вынуждает использовать частоту дискретизации Найквиста и имеет недопустимо высокие требования к вычислениям. Другой класс алгоритмов оценки параметров канала основывается на критерии максимального правдоподобия [18, 36]. Например, в [18] авторы используют критерий максимального правдоподобия для оценки параметров многолучевых каналов UWB при наличии помех многостанционный доступа. При этом оценки импульсных характеристик формируются с использованием настроечных — тренировочных символов

или символов — переносчиков информации в присутствии помех много-
станционного доступа в виде белого гауссового шума. Так же, как и при
среднеквадратической оценке, сложность вычислений по критерию мак-
симального правдоподобия стремительно возрастает с ростом числа со-
ставляющих многолучевого распространения и становится практически
неприемлемой в применениях реального времени. Кроме того, предложен-
ная в [18] частота дискретизации находится в диапазоне $12,5/T_p \div 25/T_p$
(где T_p — длительность импульса). При обычном значении $T_p = 0,7$ нс [38]
требуемая скорость взятия отсчетов недопустимо высока и находится в
диапазоне от 17,9 до 35,7 ГГц.

Чтобы избежать высокой частоты дискретизации и снизить слож-
ность, был возобновлен интерес к так называемой схеме с передачей кон-
трольного сигнала — TR¹, когда вместо оценки импульсной характе-
ристики $h(t)$ оценивается составной аналоговый канал $s(t) * h(t)$. Идея
заключается в объединении каждого импульса, несущего информацию
 $s(t)$, с немодулированным или контрольным, зондирующим импульсом.
Например, передаваемый импульс может быть представлен в виде $p(t) =$
 $= s(t) + b \cdot s(t - T_f)$, $b = \{\pm 1\}$, где длительность цикла T_f выбирается
такой, чтобы после многолучевого распространения информационный и
зондирующий импульсы не перекрывались. В приемнике, в предположе-
нии того, что место каждого импульса известно, для получения оценки
символа принимаемый сигнал коррелируется со своей задержанной копи-
ей $y(t - T_f)$. Поскольку при таком подходе отсчеты должны следовать
со скоростью циклов, это приводит к потерям энергии или скорости на
50% — половина передаваемых сигналов используется в качестве зонди-
рующих импульсов. В последнее время в литературе было предложено
несколько модификаций схемы с передачей контрольного сигнала TR.
В [5] была исследована так называемая обобщенная схема тестирования
отношения правдоподобия — GLRT², а в [37] авторы предложили метод
максимального правдоподобия, при котором рассчитываются автокорре-
ляционные коэффициенты импульсных характеристик каналов при раз-
личных задержках. Однако эти методы предполагают компромисс между
объемом вычислений и качеством, а их сложность почти такая же, как
у методов, разработанных в [8, 36].

В дальнейшем будут обсуждаться оценка канала в частотной обла-
сти и синхронизация цифровых приемников UWB с возможностью взятия
отсчетов ниже скорости Найквиста и снижения сложности реализации
приемника при сохранении хороших показателей. Идея основывается на

¹TR — Transmitted Reference.

²GLRT — Generalized likelihood ratio test.

наших недавно полученных результатах по дискретизации определенного класса параметрических сигналов с неограниченной полосой, которые имеют ограниченное число степеней свободы в единицу времени или конечный поправочный коэффициент [19, 29]. Дело в том, что принимаемый сигнал $y(t)$ имеет только $2L$ степеней свободы, временные задержки t_l и передаточные коэффициенты a_l . Поэтому интуитивно это выглядит так, что если сигнал $s(t)$ известен априорно и шумы отсутствуют, то возможно идеальное, совершенное восстановление сигналов при взятии только $2L$ отсчетов принимаемого сигнала $y(t)$. Это значит, что минимальная необходимая скорость взятия отсчетов в общем случае определяется числом степеней свободы в единицу времени или так называемым поправочным коэффициентом. Поскольку все неизвестные параметры могут оцениваться с помощью временной модели (2.2), то эффективное решение в аналитическом виде возможно, если мы рассмотрим проблему в частотной области.

2.2.2. Оценивание канала в частотной области

Предположим, что в течение времени оценивания канала в приемник периодически передается сигнал $s(t)$ с периодом T . Например, если сигнал $s(t)$ образован модулированной последовательностью сверх коротких импульсов, то это означает, что такая же последовательность или тот же символ периодически передается по каналу. Отметим, что такое предположение сделано только для упрощения вывода, хотя обычно это не требуется и иногда даже не может соответствовать реальности. Если канал стационарный¹, то принимаемый сигнал $y(t)$ может быть представлен рядом Фурье в виде:

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} Y[m]e^{jm\omega_0 t}, \quad (2.3)$$

где $\omega_0 = 2\pi/T$, а $Y[m]$ — коэффициенты ряда Фурье сигнала $y(t)$. Если коэффициенты ряда Фурье передаваемого сигнала $s(t)$ обозначить как $S[m]$ и использовать модель канала (2.1), то коэффициенты $Y[m]$ могут быть выражены в виде:

$$Y[m] = \frac{1}{T} \sum_{l=1}^L a_l S[m] e^{-jm\omega_0 t_l}. \quad (2.4)$$

Ясно, что спектральные составляющие принимаемого сигнала, представленные суммой комплексных экспонент с неизвестными временными

¹На практике требуется только квази-стационарность канала, когда его статистика не изменяется в течение одного пакета, но изменяется от пакета к пакету.

задержками t_l , проявляются в виде комплексных частот, а передаточные коэффициенты распространения a_l представлены неизвестными весовыми коэффициентами. Поэтому рассмотрение принимаемого сигнала в частотной области может преобразовать задачу оценки неизвестных параметров канала $\{t_l\}_{l=1}^L$ и $\{a_l\}_{l=1}^L$ в классическую задачу отыскания гармонических составляющих, которая обычно встречается при оценивании спектра [25].

Гармонический анализ с высокой разрешающей способностью хорошо изучен, существует большой список литературы — как в теоретическом плане, так и по эффективным алгоритмам надежного оценивания [16, 21, 23]. Особенно привлекательный класс моделирующих алгоритмов представляют методы сверхвысокого разрешения, способные различать близко расположенные синусоиды из кратковременных записей зашумленных сигналов. В [23, 25] обсуждаются полиномиальные реализации, в которых параметры оцениваются по нулям так называемого предсказателя или аннигиляционного фильтра. В [23] для оценки параметров суперпозиции комплексных экспонент при наличии шумов предлагается метод пространственных состояний, который дает изысканный и надежный численный инструмент оценки параметров на основе подпространственного подхода. Алгоритм ESPRIT [21], может рассматриваться как обобщение метода пространственных состояний для обычных антенных решеток. В [16] предложено несколько подпространственных методов для оценивания обобщенных собственных значений семейства матриц, например, прямой алгоритм семейства матриц Pro-ESPRIT и его усовершенствованная версия TLS-ESPRIT. Другой класс алгоритмов основывается на оптимальном наиболее правдоподобном оценивании [30], однако такие методы предполагают L -мерный поиск, требующий больше вычислительных ресурсов, чем подпространственные алгоритмы. Кроме того, в большинстве случаев, встречающихся на практике, подпространственные методы могут достичь показателей, близких к показателям оценивания по критерию максимального правдоподобия [15]. Поэтому при наличии низкоскоростной модели системы эти методы представляют перспективный альтернативный вариант.

В дальнейшем используется подход, основанный на моделировании, и будет показано, что при взятии отсчетов принимаемого сигнала на скорости ниже обычной скорости Найквиста, можно получить оценки всех существенных параметров с высоким разрешением. Схема рассматриваемого устройства представлена на рис. 2.1. Сначала обсуждается полиномиальная реализация устройства оценки, которая дает хорошее понимание основных принципов, лежащих в основе оценивания принимаемого сигнала с высоким уровнем разрешения по отсчетам с пониженной

скоростью. Позднее будет представлен более практичный подход, основанный на подпространствах.

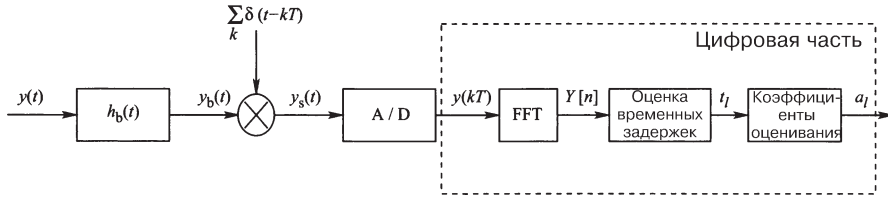


Рис. 2.1. Структурная схема приемника

2.2.3. Полиномиальная реализация модели

Предположим, что принимаемый сигнал $y(t)$ фильтруется идеальным полосовым фильтром $H_b = [-N_1\omega_0, -M_1\omega_0] \cup [M_1\omega_0, N_1\omega_0]$ с полосой частот $B = (N_1 - M_1)\omega_0$, и для простоты $M_1\omega_0 = kB$, где k — неотрицательное целое число. В таком случае следует отметить, что минимальный размер полосы частот фильтра определяется числом степеней свободы принимаемого сигнала без шумов, т. е. $2L\omega_0$.

Пусть $\{y_n\}_{n=1}^N$ обозначает равномерные отсчеты, взятые из отфильтрованной версии принятого сигнала:

$$y_n = \langle h_b(t - nT_s) y(t) \rangle, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1,$$

где T_s — период взятия отсчетов, а $h_b(t)$ — представление фильтра H_b во временной области. В таком случае верны следующие соотношения:

$$y_n = \left\langle h_b(t - nT_s), \sum_m Y[m] e^{jm\omega_0 t} \right\rangle = \tag{2.5}$$

$$= \sum_m Y[m] H_b(m\omega_0) e^{jm\omega_0 nT_s} = \tag{2.6}$$

$$= \sum_{m=-N_1}^{-M_1} Y[m] e^{jm\omega_0 nT_s} + \sum_{m=M_1}^{N_1} Y[m] e^{jm\omega_0 nT_s}. \tag{2.7}$$

Фактически, сделанные предположения о положении полосы пропускания фильтра позволяют брать отсчеты сигнала со скоростью, определяемой полосой пропускания фильтра $R_s \geq 2(B/2\pi)$, что обычно называют отсчетами в полосе пропускания [28]. С другой стороны, можно использовать традиционный подход, основанный на преобразовании вниз отфильтрованной версии перед взятием отсчетов, который также позволяет вести дискретизацию со скоростью ниже частоты Найквиста, но требует дополнительного оборудования в аналоговой части. При сделанных выше предположениях о минимальной частоте дискретизации и минимальной

полосе пропускания фильтра, система уравнений (2.7) обратима и дает единственное решение для коэффициентов $Y[m]$, $m \in [-N_1, -M_1] \cup \cup[M_1, N_1]$ [19, 29]. В дальнейшем будут рассматриваться только коэффициенты $Y[m]$ с положительными индексами m , т. е. $m \in [M_1, N_1]$, а все результаты могут быть распространены на случай, включающий также и отрицательные индексы [19].

Если ввести обозначение $Y_s[n] = Y[M_1 + n]/S[M_1 + n]$ и предположить, что в рассматриваемой полосе частот указанная операция деления корректна, то отсчеты $Y_s[n]$ могут быть представлены суммой комплексных показательных функций в виде:

$$Y_s[n] = \sum_{l=1}^L a_l e^{-j(M_1\omega_0 + n\omega_0)t_l} = \sum_{l=1}^L \tilde{a}_l e^{-jn\omega_0 t_l}, \quad (2.8)$$

где $\tilde{a}_l = a_l e^{-jM_1\omega_0 t_l}$. На практике для определения $Y[n]$ и $S[n]$ используется дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Поэтому при передаче непериодических сигналов или в нестационарных каналах уравнение (2.8) в точности не удовлетворяется. Если $y(t)$ представляет периодический сигнал (например, в случае, рассматриваемом в разделе 2.6), то коэффициенты ДПФ строго удовлетворяют уравнению (2.8).

Принцип аннигиляционной фильтрации использует тот факт, что при отсутствии шумов каждая экспонента $\{e^{-jn\omega_0 t_l}\}_{n \in \mathbb{Z}}$ может быть «обнулена» или аннигилирована фильтром первого порядка с конечной импульсной характеристикой (КИХ) $H_l(z) = (1 - e^{-j\omega_0 t_l} z^{-1})$, т. е.:

$$e^{-jn\omega_0 t_l} * (1, -e^{-j\omega_0 t_l}) = 0.$$

Рассматривая фильтр КИХ порядка L с передаточной характеристикой $H(z) = \sum_{m=0}^L H[m]z^{-m}$, с L нулями в $z_l = e^{-j\omega_0 t_l}$, получим:

$$H(z) = \prod_{l=1}^L (1 - e^{-j\omega_0 t_l} z^{-1}). \quad (2.9)$$

Отметим, что $H[m]$ представляет собой сверку L элементарных фильтров с коэффициентами $(1, -e^{-j\omega_0 t_l})$, $l = 1, \dots, L$. Поскольку $Y_s[n]$ представляет сумму комплексных показательных функций, то каждая из них может быть аннулирована одним корнем $H(z)$, следовательно, получим:

$$(H * Y_s)[n] = \sum_{k=0}^L H[k]Y_s[n-k] = 0, \quad \text{при } n = L, \dots, N-1. \quad (2.10)$$

Таким образом, информация о временной задержке t_l может быть получена из корней фильтра $H(z)$. Оценка соответствующих коэффициентов \tilde{a}_l вычисляется при решении системы линейных уравнений (2.8).

Ниже будет представлено описание этого алгоритма, а более детальную информацию об аннигиляционных фильтрах можно найти в работах [25] и [29].

Метод аннигиляционной фильтрации

1. Определим коэффициенты $H[k]$ аннигиляционного фильтра с характеристикой

$$H(z) = \prod_{l=1}^L (1 - e^{-j\omega_0 t_l} z^{-1}) = \sum_{k=0}^L H[k] z^{-k}, \quad (2.11)$$

который удовлетворяет уравнению (2.10), так что:

$$(H * Y_s)[n] = 0, \quad \text{при } n = L, \dots, N - 1.$$

Принимая $H[0] = 1$, получим на критических отсчетах уравнение (2.10), в виде:

$$\begin{pmatrix} Y_s[L-1] & Y_s[L-2] & \dots & Y_s[0] \\ Y_s[L] & Y_s[L-1] & \dots & Y_s[1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_s[2L-2] & Y_s[2L-3] & \dots & Y_s[L-1] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} H[1] \\ \vdots \\ H[L] \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} Y_s[L] \\ Y_s[L+1] \\ \vdots \\ Y_s[2L-1] \end{pmatrix}. \quad (2.12)$$

Эта система уравнений известна под названием системы Джюля – Уолкера (Yule–Walker) высшего порядка [30].

2. Найдем значения t_l , определив корни $H(z)$.

3. Решим систему линейных уравнений (2.8) относительно коэффициентов \tilde{a}_l . Это система Вандермонде, имеющая единственное решение, поскольку корни t_l предполагаются различными. Коэффициенты пространства a_l задаются как $a_l = \tilde{a}_l e^{jM_1 \omega_0 t_l}$.

Результаты, полученные выше, могут быть интерпретированы следующим образом: сигнал $y(t)$ проектируется в подпространство низкой размерности, соответствующее его полосе пропускания. Эта проекция дает единственное представление сигнала, пока размерность подпространства больше или равна числу степеней свободы. В частности, поскольку сигнал $y(t)$ имеет $2L$ степеней свободы, $\{t_l\}_{l=0}^{L-1}$ и $\{a_l\}_{l=0}^{L-1}$, то ему достаточно использовать только $2L$ смежных коэффициентов $Y_s[n]$, как это можно видеть из уравнения (2.12). При отсутствии шумов схема критической дискретизации дает идеальные оценки всех параметров, при наличии шумов такой подход удовлетворителен только при ограниченных числовых

показателях. Так, любая процедура определения коэффициентов фильтра непосредственно из уравнения (2.12) методом наименьших квадратов дает низкую числовую точность. На практике эта проблема может быть решена за счет избыточной дискретизации и использования стандартных методов оценки спектра шумов, например, разложения по особым (сингулярным) значениям SVD¹. Для этого следует рассмотреть расширенную систему уравнений (2.12):

$$\begin{pmatrix} Y_s[L-1] & Y_s[L-2] & \dots & Y_s[0] \\ Y_s[L] & Y_s[L-1] & \dots & Y_s[1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_s[L_1-2] & Y_s[L_1-3] & \dots & Y_s[L_1-L-1] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} H[1] \\ \vdots \\ H[L] \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} Y_s[L] \\ Y_s[L+1] \\ \vdots \\ Y_s[L_1-1] \end{pmatrix} \\ \Leftrightarrow \mathbf{Y} \cdot \mathbf{h} = -\mathbf{y}_s, \quad (2.13)$$

при $L_1 > 2L$ и разложить матрицу \mathbf{Y} в виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{V}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{V}_n^H, \quad (2.14)$$

где первый член соответствует лучшей (в смысле фробениусовой нормы) аппроксимации ранга L матрицы \mathbf{Y} . Коэффициенты фильтра \mathbf{h} вычисляются как:

$$\mathbf{h} = -\mathbf{V}_s \mathbf{\Lambda}_s^{-1} \mathbf{U}_s^H \cdot \mathbf{y}_s. \quad (2.15)$$

Хотя такая модификация существенно улучшает числовую точность оценивания коэффициентов фильтра, ее недостаточно для удовлетворительной работы всего алгоритма. В частности, для снижения чувствительности оценивания частоты к шумам, обычно необходимо использовать полиномы высокого порядка [15], что создает определенную вычислительную нагрузку, так как для выделения небольшого числа полюсов необходимо находить корни полиномов больших размеров. В последующих разделах будет представлен альтернативный подпространственный подход, основанный на моделировании пространства состояний [23], который не требует вычисления корней и использует только операции с матрицами. Благодаря применению алгебраических структур в сигнальном пространстве это приводит к надежным оценкам параметров без избыточного моделирования.

¹SVD — Singular value decomposition.

2.2.4. Метод подпространств

Использование метода подпространств для оценки каналов широкополосных систем, как например, DS-CDMA, известно из литературы [2, 22, 27]. Почти все существующие методы определяют нужные параметры оцениванием отсчетов ковариационной матрицы с использованием скорости отсчетов Найквиста (или даже дробной дискретизации). Понятно, что использование таких методов в системах UWB потребует применения частоты дискретизации порядка ГГц, а требования к вычислениям будут неприемлемы для большинства применений UWB. Мы покажем, что можно оценить все параметры в подпространстве сигнала низкой размерности и избежать в явном виде ковариационной матрицы.

Основная идея подхода с использованием пространства состояний заключается в следующем. Для заданного уравнением (2.8) набора коэффициентов $Y_s[n]$ составляется матрица данных Ганкеля¹ \mathbf{Y}_s размером $P \times Q$, где $P, Q > L$:

$$\mathbf{Y}_s = \begin{pmatrix} Y_s[0] & Y_s[1] & \cdots & Y_s[Q-1] \\ Y_s[1] & Y_s[2] & \cdots & Y_s[Q] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_s[P-1] & Y_s[P] & \cdots & Y_s[P+Q-2] \end{pmatrix}. \quad (2.16)$$

Сначала рассмотрим простой случай канала только с одним трактом распространения сигнала: $L = 1$. В отсутствие шумов элементы матрицы \mathbf{Y}_s выражаются как:

$$\mathbf{Y}_s[p, q] = \tilde{a}_1 z_1^{p+q}, \quad 0 \leq p \leq P-1, \quad 0 \leq q \leq Q-1, \quad (2.17)$$

где $z_1 = e^{-j\omega_0 t_1}$ обозначает полюс сигнала. Поэтому матрица \mathbf{Y}_s может быть записана как $\mathbf{Y}_s = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H$, где матрицы \mathbf{U} , $\mathbf{\Lambda}$ и \mathbf{V} задаются в виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{U} &= (1 \quad z_1 \quad z_1^2 \quad \cdots \quad z_1^{P-1})^T & \mathbf{\Lambda} &= (\tilde{a}_1), \\ \mathbf{V} &= (1 \quad z_1^* \quad z_1^{*2} \quad \cdots \quad z_1^{*(Q-1)})^T. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Метод пространства состояний основывается на двух свойствах матрицы \mathbf{Y}_s . Первое свойство заключается в том, что при отсутствии шумов ранг матрицы \mathbf{Y}_s равен $L = 1$. Второе — в том, что векторы \mathbf{U} и \mathbf{V} представляют структуры Вандермонда, т. е. они оба удовлетворяют так называемому свойству инвариантности к сдвигу:

$$\overline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{U}} \cdot z_1 \quad \text{и} \quad \overline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{V}} \cdot z_1^*, \quad (2.19)$$

где символы $\overline{(\cdot)}$ и $\underline{(\cdot)}$ обозначают операции исключения первой и последней строк матрицы (\cdot) соответственно. Очевидно, что при отсутствии шумов полюс сигнала z_1 или сопряженный полюс z_1^* могут быть идеально

¹Матрица Ганкеля, в которой элемент (i, j) зависит только от суммы $i + j$.

оценены только по двум смежным элементам \mathbf{U} или \mathbf{V} , соответственно. На практике z_1 следует согласовать с набором данных большого объема, используя любое из соотношений (2.19), в частности:

$$z_1 = \underline{\mathbf{U}}^+ \cdot \overline{\mathbf{U}} \quad \text{или} \quad z_1^* = \underline{\mathbf{V}}^+ \cdot \overline{\mathbf{V}}, \quad (2.20)$$

где $(\cdot)^+$ обозначает псевдоинверсную операцию над (\cdot) . Когда полюс сигнала оценен, то задержка во времени t_1 может быть определена по комплексной частоте, т.е. $z_1 = e^{-j\omega_0 t_1}$, а коэффициенты \tilde{a}_1 можно найти решением уравнения (2.8) методом наименьших квадратов.

Теперь покажем, как тот же подход может быть использован для оценивания каналов с числом трактов распространения $L > 1$. Как и в предыдущем случае, сначала по заданному набору коэффициентов $Y[n] = \sum_{l=1}^L \tilde{a}_l z_l^n$ нужно составить матрицу данных \mathbf{Y}_s , как в уравнении (2.16). При отсутствии шумов матрица \mathbf{Y}_s может быть разложена в виде $\mathbf{Y}_s = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H$, где \mathbf{U} , $\mathbf{\Lambda}$ и \mathbf{V} теперь задаются как:

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & z_3 & \cdots & z_L \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{p-1} & z_2^{p-1} & z_3^{p-1} & \cdots & z_L^{p-1} \end{pmatrix}, \quad (2.21)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\tilde{a}_1 \quad \tilde{a}_2 \quad \tilde{a}_3 \quad \cdots \quad \tilde{a}_L), \quad (2.22)$$

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1^* & z_2^* & z_3^* & \cdots & z_L^* \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{*Q-1} & z_2^{*Q-1} & z_3^{*Q-1} & \cdots & z_L^{*Q-1} \end{pmatrix}. \quad (2.23)$$

Понятно, что мы можем опять использовать структуру Вандермонда матриц \mathbf{U} и \mathbf{V} , обладающих свойством инвариантности к сдвигу в подпространстве:

$$\overline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{U}} \cdot \mathbf{\Phi} \quad \text{и} \quad \overline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{V}} \cdot \mathbf{\Phi}^H, \quad (2.24)$$

где, в этом случае, $\mathbf{\Phi}$ — диагональная матрица с элементами z_l по главной диагонали. В этом месте следует заметить, что приведенное выше разложение на множители не единственно. То есть, если $\mathbf{Y}_s = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$, то $\mathbf{Y}_s = \mathbf{U}\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^{-1}\mathbf{S}\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^{-1}\mathbf{V}^H$ представляет другое возможное разложение при любом выборе невырожденных матриц \mathbf{A} и \mathbf{B} размером $L \times L$. Тем не менее, как будет показано далее, любое такое разложение может быть использовано для оценки полюсов сигнала.

Второе ключевое свойство состоит в том, что при отсутствии шумов матрица \mathbf{Y}_s имеет ранг L . Это позволяет снизить уровень шумов, используя аппроксимацию матрицы шумов матрицей ранга L и вычисляя

ее значения сингулярного разложения. Заметим, что при использовании сингулярного разложения матрицы \mathbf{Y}_s не будут получены те же значения матриц \mathbf{U} , $\mathbf{\Lambda}$ и \mathbf{V} , что и в уравнениях (2.21) — (2.23), но свойство инвариантности к пространственному сдвигу сохраняется. Для подтверждения этого предположим, что сингулярное разложение матрицы \mathbf{Y}_s имеет вид:

$$\mathbf{Y}_s = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{V}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{V}_n^H, \quad (2.25)$$

где столбцы матриц \mathbf{U}_s и \mathbf{V}_s представляют L корневых левых и правых сингулярных векторов, соответственно, а второй член содержит остальные некорневые векторы. Поскольку \mathbf{U}_s и \mathbf{V}_s — матрицы с рангом L (так же как матрицы \mathbf{U} и \mathbf{V} в уравнениях (2.21) и (2.23)), то могут существовать несингулярные матрицы \mathbf{A} и \mathbf{B} размером $L \times L$ — такие, что $\mathbf{U}_s = \mathbf{U} \cdot \mathbf{A}$ и $\mathbf{V}_s = \mathbf{V} \cdot \mathbf{B}$. Рассмотрим матрицу Вандермонда \mathbf{U} , заданную уравнением (2.21), которую можно записать в следующем, более компактном виде:

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} \mathbf{b} \\ \mathbf{b} \cdot \Phi \\ \mathbf{b} \cdot \Phi^2 \\ \vdots \\ \mathbf{b} \cdot \Phi^{P-1} \end{pmatrix}, \quad (2.26)$$

где Φ — та же диагональная матрица, что и ранее, $\Phi = \text{diag}(z_l)$, а \mathbf{b} — вектор-строка длиной L , заданный в виде $\mathbf{b} = [1 \ 1 \ \dots \ 1]_{L \times 1}$. Смысл такого представления в том, что матрица $\mathbf{U}_s = \mathbf{U}\mathbf{A}$ может быть выражена в виде:

$$\mathbf{U}\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{b}\mathbf{A} \\ \mathbf{b}\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^{-1}\Phi\mathbf{A} \\ \mathbf{b}\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^{-1}\Phi^2\mathbf{A} \\ \vdots \\ \mathbf{b}\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^{-1}\Phi^{P-1}\mathbf{A} \end{pmatrix}, \quad (2.27)$$

где между \mathbf{b} и Φ^k вставлен член $\mathbf{A}\mathbf{A}^{-1}$. Поскольку $(\mathbf{A}^{-1}\Phi\mathbf{A})^k = \mathbf{A}^{-1}\Phi^k\mathbf{A}$, то становится очевидным, что матрица $\mathbf{U}\mathbf{A}$ также обладает свойством инвариантности к пространственному сдвигу, т. е.:

$$\overline{\mathbf{U}\mathbf{A}} = \underline{\mathbf{U}\mathbf{A}} \cdot \mathbf{A}^{-1}\Phi\mathbf{A}. \quad (2.28)$$

В этом случае матрица $\mathbf{A}^{-1}\Phi\mathbf{A}$ в выражении (2.28) будет подобна Φ , поэтому она будет иметь те же собственные значения, что и матрица Φ , т. е. $\{z_k\}_{k=0}^{K-1}$. Те же соображения верны в случае, когда полюсы сигнала оцениваются по собственным значениям матрицы \mathbf{V} , или $\mathbf{V}\mathbf{B}$, где \mathbf{B} — любая несингулярная матрица размером $K \times K$. На практике, если для матрицы \mathbf{Y}_s используется сингулярное разложение, то полюсы сигнала и,

следовательно, временные задержки t_l могут быть получены из матрицы \mathbf{U}_s или \mathbf{Y}_s по собственным значениям оператора преобразования $\underline{\mathbf{U}}_s$ в $\underline{\mathbf{U}}_s$ (или $\overline{\mathbf{V}}_s$ в $\underline{\mathbf{V}}_s$). Когда полюсы сигнала оценены, то коэффициенты распространения a_k можно найти решением уравнения (2.8) методом наименьших квадратов. Алгоритм сводится к следующему.

Подпространственный алгоритм

1. Заданное множество коэффициентов $Y_s[n]$ размещается в матрице \mathbf{Y}_s размером $P \times Q$ согласно уравнению (2.16) при $P, Q > L$.

2. Вычисляют значения сингулярного разложения матрицы \mathbf{Y}_s согласно уравнению (2.25) и аппроксимируют матрицу данных без шумов матрицей с рангом L , используя только L корневых составляющих, т. е.:

$$\mathbf{Y}_s \approx \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{V}_s^H. \quad (2.29)$$

3. Оценивают полюсы сигнала $z_l = e^{-j\omega_0 t_l}$, вычисляя собственные значения матрицы \mathbf{Z} , равной:

$$\mathbf{Z} = \underline{\mathbf{U}}_s^+ \cdot \overline{\mathbf{U}}_s. \quad (2.30)$$

С другой стороны, если в уравнении (2.30) вместо \mathbf{U}_s используется \mathbf{V}_s , то оцениваются величины, комплексно сопряженные z_l .

4. Из системы Вандермонда (2.8) в виде

$$Y_s[n] = \sum_{l=1}^L \tilde{a}_l e^{-jn\omega_0 t_l},$$

подбором L экспонент $e^{-jn\omega_0 t_l}$ по множеству $Y_s[n]$ находят коэффициенты \tilde{a}_l .

Из приведенного выше очевидно, что проблему нелинейного оценивания мы преобразовали в простую задачу оценки параметров линейной модели. Нелинейность отложена до тех пор, когда потребуются информация о задержках, получаемая из полюсов сигнала [23]. Однако при рассмотрении задачи оценивания в частотной области мы избегали оценки ковариационной матрицы сигнала, которая обычно требует большего набора данных, что при использовании других методов создает необходимость большого объема вычислений [2, 21].

В завершение следует отметить, что поскольку мы оцениваем параметры сигнала по коэффициентам $Y_s[n] = Y[M_1 + n]/S[M_1 + n]$ (где $S[n]$ и $Y[n]$ — коэффициенты ДПФ переданного и принятого сигналов, соответственно), то при наличии шума этот шум, в общем случае, уже не будет белым. Но так как мы используем только часть полосы частот сигнала, то можно оценивать параметры в той полосе частот, где спектральная плотность передаваемого сигнала почти плоская¹, поэтому предположе-

¹В правильно разработанных системах это всегда так.

ние в отношении белого шума может быть вполне оправдано. С другой стороны, при оценивании параметров канала следует использовать предварительное преобразование для «отбеливания» шума [19]. Например, можно найти разложение Холецкого для ковариационной матрицы шумов, т. е. $\mathbf{R}_w = \mathbf{C}^T \mathbf{C}$ (предполагая, что \mathbf{R}_w — положительно определенная матрица), и умножить матрицу данных на \mathbf{C}^{-T} перед вычислением значений ее сингулярного разложения.

2.2.5. Оценивание близко расположенных трактов

В большинстве практических случаев методы моделирования предоставляют более привлекательные возможности, чем сложные методы максимального правдоподобия [27]. Но проблема всех параметрических методов отыскания гармоник состоит в том, что обычно их характеристики ухудшаются при наличии близко расположенных гармонических частот. В нашем случае это соответствует задаче *оценивания параметров близко расположенных трактов*. Данной проблемы можно избежать, используя упрощенную модель канала и оценивая только доминирующие составляющие (при условии достаточного разноса между ними) [25]. Стоит отметить, что относительно простой модификацией метода подпространств, представленного в разделе 2.2.4, можно существенно улучшить его разрешающую способность, что и показано ниже.

Рассмотрим матрицу данных \mathbf{Y}_s , определенную выражением (2.16). Для оценки полюсов сигнала z_l используем свойство инвариантности к сдвигу в пространстве (2.24), т. е. $\bar{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{U}} \cdot \Phi$ или $\bar{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{V}} \cdot \Phi$, где Φ — диагональная матрица с полюсами z_l по главной диагонали. Но структуры Вандермонда допускают более широкое обобщение выражения (2.24), в частности:

$$\bar{\mathbf{U}}^d = \underline{\mathbf{U}}_d \cdot \Phi^d \quad \text{и} \quad \bar{\mathbf{V}}^d = \underline{\mathbf{V}}_d \cdot \Phi^d, \quad (2.31)$$

где $\overline{(\cdot)}^d$ и $\underline{(\cdot)}_d$ обозначают операцию удаления d первых строк и, соответственно, d последних строк матрицы (\cdot) . В этом случае матрица Φ^d содержит на главной диагонали члены $z_l^d = e^{-j\omega_0 dt_l}$ и, следовательно, эффективность разделения оцениваемых временных задержек возрастает в d раз. Это существенно улучшает характеристики разрешающей способности метода, в частности, при низких значениях помехозащищенности SNR [19].

2.3. Оценивание параметров

2.3.1. Анализ чувствительности к шуму

Статистические свойства оценок, полученных при использовании методов с высоким разрешением, хорошо исследованы — главным образом,

в контексте оценки частот наложенных комплексных синусоид при измерении шумов [15, 16, 24]. Выражения среднеквадратической ошибки СКО оценки частоты предполагают, что числовые показатели этого метода близки к границе Крамера–Рао [26], представляющей нижнюю достижимую границу СКО при любой несмещенной оценке, как например оценка по методу максимального правдоподобия. Детальное представление статистических свойств достаточно запутано и не входит в круг наших задач. Тем не менее, мы дадим упрощенные выражения СКО оценки частоты для случая одного экспоненциального сигнала с амплитудой a_1 , который в рамках нашей работы соответствует оценке временной задержки t_1 доминирующего тракта.

Сначала используем подпространственный метод из раздела 2.2.4. Пусть матрица данных \mathbf{Y}_s имеет размерность $P \times Q$, а общее число коэффициентов ДПФ $Y_s[n]$, используемых для оценки, равно $N = P + Q - 1$. Напомним, что коэффициенты $Y_s[n]$ определяются в полосе пропускания принимаемого сигнала $y(t)$, т. е. $Y_s[n] = Y[n]/S[n]$, $n \in [N_1, N_1 + N - 1]$, см. уравнение (2.8). Если ввести обозначение $\omega_1 = \omega_0 t_1$ и предположить, что сигнал и шум некоррелированы, то СКО при пространственном подходе может быть выражена в виде [15]:

$$E\{\Delta\omega_1^2\} \approx \begin{cases} \frac{1}{Q(N-Q)^2} \frac{\sigma_n^2}{|a_1|^2} \frac{N}{\sum_n |S[n]|^2}, & \text{при } Q \leq N/2, \\ \frac{1}{Q^2(N-Q)} \frac{\sigma_n^2}{|a_1|^2} \frac{N}{\sum_n |S[n]|^2}, & \text{при } Q > N/2, \end{cases} \quad (2.32)$$

где σ_n^2 — дисперсия шума. Заметим, что ошибка обратно пропорциональна защищенности SNR на выходе полосового фильтра, равной:

$$\text{SNR} = \frac{|a_1|^2 \sum_n |S[n]|^2}{\sigma_n^2 N}.$$

Поэтому, при заданной полосе пропускания фильтра, желательно оценивать канал в полосе частот с наивысшей защищенностью SNR. Оптимальные показатели, обеспечивающие минимальное значение СКО оценки времени задержки, достигаются при $Q = N/3$ или $Q = 2N/3$:

$$E\{\Delta t_1^2\} \approx \frac{1}{\omega_0^2} \frac{27}{4N^3} \frac{1}{\text{SNR}}. \quad (2.33)$$

Эта оценка очень близка к границе Крамера–Рао CRB [31], заданной в виде:

$$\text{CRB} = \frac{1}{\omega_0^2} \frac{6}{N^3} \frac{1}{\text{SNR}}, \quad (2.34)$$

которая определяет числовые значения, требуемые при пространственном подходе. Близкие показатели могут быть получены и при использовании

метода аннигиляционной фильтрации [17] с ошибкой СКО в виде:

$$E\{\Delta\omega_1^2\} \approx \begin{cases} \frac{2(2Q+1)}{3(N-Q)^2Q(Q+1)} \frac{1}{\text{SNR}}, & \text{при } Q \leq N/2, \\ \frac{2[-(N-Q)^2+3Q^2+3Q+1]}{3(N-Q)Q^2(Q+1)^2} \frac{1}{\text{SNR}}, & \text{при } Q > N/2, \end{cases} \quad (2.35)$$

где Q , в данном случае, представляет степень полинома. Как упоминалось раньше, выбор степени полинома непосредственно влияет на оцениваемые параметры, а минимальная СКО достигается при $Q = N/3$ или $Q = 2N/3$, что дает:

$$E\{\Delta t_1^2\} \approx \frac{1}{\omega_0^2} \frac{9}{N^3} \frac{1}{\text{SNR}}. \quad (2.36)$$

Здесь следует отметить, что выражения (2.33), (2.34) и (2.36) для оценки параметров получены с использованием метода анализа возмущений первого порядка и обычно верны только при средних и высоких значениях помехозащищенности. Но все-таки эти результаты дают нам хорошее представление о характеристиках предлагаемых методов при различных скоростях взятия отсчетов. То есть, поскольку корень из СКО (RMSE^1) оценки временной задержки равен величине порядка $O(1/N^{3/2})$, то при убывании скорости отсчетов в K раз RMSE возрастает примерно прямо пропорционально величине $K^{3/2}$. В частности, для всех рассматриваемых методов выполняется следующее общее соотношение между корнем СКО оценки по отсчетам, взятым на пониженной скорости (RMSE_{SS}) и корнем СКО оценки по отсчетам с частотой Найквиста (RMSE_{nq}):

$$\text{RMSE}_{SS} \approx \text{RMSE}_{nq} K^{3/2} \left(\frac{\text{SNR}_{nq}}{\text{SNR}_{SS}} \right)^{1/2}, \quad (2.37)$$

где SNR_{nq} обозначает полное отношение сигнал-шум — защищенность, а SNR_{SS} — защищенность на выходе соответствующего полосового фильтра. Ясно, что даже если после фильтрации защищенность SNR возрастет, то параметры оценки по отсчетам с пониженной частотой, по-видимому, ухудшатся из-за уменьшения объема данных, используемых для оценивания. В заключение отметим, что уравнение (2.37) неявно предполагает, что граничные параметры, достигаемые при аннигиляционной фильтрации или пространственных методах оценивания, очень близки к границе Крамера–Рао для оценки по методу максимального правдоподобия с отсчетами на пониженной частоте.

¹RMSE — Root Mean Square Error.