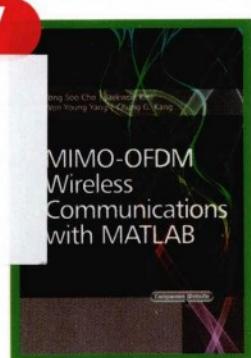


MIMO-OFDM无线通信 技术及MATLAB实现



Yong Soo Cho
Jaekwon Kim
Won Young Yang
Chung G. Kang
[韩] 著
孙 锴 黄 威 译



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>



毋庸置疑，这是一本优秀的移动通信类技术图书。本书涉及下一代无线蜂窝移动通信的关键物理层技术，具有如下特点：

- 概念清晰，内容详实，给出了有关无线信道、MIMO技术、OFDM技术涉及的概念、关键技术和推导过程。
- 书中配有丰富的图表，而且绝大部分图例都辅以MATLAB程序，能够有效地帮助读者理解MIMO-OFDM无线通信领域中出现的概念、公式和技术。
- 所有MATLAB代码都以子函数形式出现，体现了很多仿真建模的方法和技巧。在此基础上，读者可以修改和扩充这些MATLAB代码，设计出适用于不同要求的MIMO-OFDM算法。



WILEY  IEEE

ISBN 978-7-121-20410-4



9 787121 204104

定价：59.00元



责任编辑：董亚峰

封面设计：朝天世纪

MIMO-OFDM 无线通信技术 及 MATLAB 实现

MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB

[韩] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim
Won Young Yang, Chung G. Kang 著

孙 锷 黄 威 译

電子工業出版社
Publishing House of Electronics Industry
北京 • BEIJING



内 容 简 介

全书共分十三章，分为无线信道、OFDM 技术和 MIMO 技术三个部分。第一部分分别介绍无线信道传播与衰落、SISO 信道模型和 MIMO 信道模型等知识；第二部分分别介绍 OFDM 概述、OFDM 同步技术、信道估计、PAPR 减小、小区间干扰抑制技术等知识；第三部分分别介绍 MIMO 信道容量、天线分集与空-时编码技术、空分复用 MIMO 系统的信号检测、在发射端利用信道状态信息和多用户 MIMO 等知识。

本书适用于学习 MIMO-OFDM 技术的无线通信工程师和研究人员，也可作为研究生或大学高年级学生的学习用书。

MIMO-OFDM Wireless Communications With MATLAB, ISBN: 978-0-470-82561-7

Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang

© 2010 John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2 Clementi Loop, # 02-01, Singapore 129809

All rights reserved.

AUTHORIZED TRANSLATION OF THE EDITION PUBLISHED BY JOHN WILEY & SONS, INC., NEW YORK., Chichester, Weinheim, Singapore, Brisbane, Toronto.

No part of this book may be reproduced in any form without the written permission of John Wiley & Sons, Inc.

本书简体中文字版专有翻译出版版权由 John Wiley & Sons, Inc. 授予电子工业出版社，中文版权属于 John Wiley & Sons, Inc. 和电子工业出版社共有。未经许可，不得以任何手段和形式复制或抄袭本书内容。

版权贸易合同登记号 图字：01-2013-0762

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有，侵权必究。

图书在版编目（CIP）数据

MIMO-OFDM 无线通信技术及 MATLAB 实现/（韩）赵勇洙等著；孙楷，黄威译。—北京：电子工业出版社，2013.6

书名原文：MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB

ISBN 978-7-121-20410-4

I. ①M… II. ①赵… ②孙… ③黄… III. ①Matlab 软件—应用—移动通信—通信系统—研究 IV. ①TN929.5

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2013）第 099841 号

责任编辑：董亚峰 特约编辑：王 纲

印 刷：北京天宇星印刷厂

装 订：三河市皇庄路通装订厂

出版发行：电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本：880×1 092 1/16 印张：25 字数：720 千字

印 次：2013 年 6 月第 1 次印刷

定 价：59.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，
联系及邮购电话：（010）88254888。

质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线：（010）88258888。

译者序

这是一本难得的好书！

译者在一次偶然的机会接触到本书，就被其深深地吸引。作者不仅对相关概念、原理和关键技术做出了清晰和详尽的阐述，而且提供了大量 MATLAB 代码。这些使我们想起了开始接触该领域时所遇到的一些问题，例如，无法深刻理解相关概念和关键技术；虽然学了一些基本知识，但是很难开展相应的工作，更难找到合适的代码加以利用。这些可能是很多初学者或多或少面临的难题。因此我们产生了将这本书推荐给广大中国读者的想法。

本书全面介绍了无线信道模型、OFDM 和 MIMO 的基础理论和应用实践，并利用 MATLAB 程序对 MIMO-OFDM 系统的核心技术进行了仿真。MATLAB 代码都以子函数形式给出，从中可以学到很多仿真建模的方法和技巧。在此基础上，读者还可以进一步修改和扩充，设计出适用于不同要求的 MIMO-OFDM 算法。阅读本书的读者应具备数字通信、数字信号处理、通信原理、信号与信息系统，以及概率与随机过程等相关基础知识。

本书由孙锴和黄威翻译并审校，其中孙锴负责第 1 章至第 9 章的内容，黄威负责第 10 章至第 13 章的内容。参加本书翻译和整理工作的还有肖毅、孟萨出拉、王美婷、胡北、何欣、张晓佳、王新皓、卜超、安凯月、王珂、段鹏飞、高雄等同学，电子工业出版社的董亚峰编辑为本书的出版做了大量工作。在此向所有为本书出版提供帮助的人士表示诚挚的谢意！

本书受到国家自然科学基金（61001124）、内蒙古自然科学基金（2010BS0903）和内蒙古自治区高等学校科学研究项目（ZJZC13029）的资助，在此表示感谢。

由于译者水平有限，加之时间仓促，译文中难免有不妥乃至错误之处，敬请读者不吝指正。

孙锴 黄威

2013 年 4 月 10 日于青城

PDG

前言

MIMO-OFDM 是应用于下一代蜂窝通信（3GPP-LTE，移动 WiMAX，IMT-Advanced）、无线局域网（IEEE 802.11a，IEEE 802.11n）、无线个域网（MB-OFDM）和广播（DAB，DVB，DMB）的一种关键技术。本书全面介绍了无线信道模型、OFDM 和 MIMO 的基础理论和应用实践，并利用 MATLAB 程序对 MIMO-OFDM 系统的核心技术进行了仿真。本书适用于学习各种 MIMO-OFDM 技术的无线通信工程师和研究人员。本书也可作为研究生或大学高年级学生的教学用书。阅读本书的读者应具备数字通信、数字信号处理、通信原理、信号与信息系统，以及概率与随机过程等相关基础知识。

本书的主要目的在于对 MIMO-OFDM 系统中的各种技术进行仿真时，能够帮助读者理解 MIMO-OFDM 通信领域中出现的概念、公式和技术。建议读者掌握一些有关 MATLAB 的基本使用方法，相关知识可以通过 MATLAB 的帮助功能获得，也可通过网址为 www.mathworks.com/matlabcentral 的在线文档获得。本书中的大部分程序都是经过认真组织完成的，读者不需要精通 MATLAB，只要结合相关公式就能轻松理解这些程序。希望读者在熟悉 MATLAB 的基础上能够尝试应用或修改这些 MATLAB 代码，并进行 MIMO-OFDM 算法的设计。

本书的特点总结如下：

- 部分 I 给出了无线信道建模的基本概念和 MATLAB 仿真程序，包括大尺度衰落、小尺度衰落、室内和室外信道建模、SISO 信道建模和 MIMO 信道建模。
- 部分 II 给出了 OFDM 传输技术的基本概念和 MATLAB 仿真程序，包括 OFDM 基本原理、同步、信道估计、峰均比减小和小区间干扰抑制。
- 部分 III 给出了 MIMO 技术的基本概念和 MATLAB 仿真程序，包括 MIMO 信道容量、空间分集和空时码、空间复用 MIMO 系统的信号检测、预编码和天线选择技术，以及多用户 MIMO 系统。

本书的大部分 MATLAB 程序都是完整的，不具备编程能力的读者也能够直接运行程序，从而重点掌握 MIMO-OFDM 系统的概念和特点。本书的内容来源于许多伟大学者、工程师和研究人员的研究成果，在此对他们深表感谢。

感谢书评家对本书给予的有价值的评价和建议，这些评价和建议更加丰富了本书的内容。衷心感谢同事们和设计源程序的已毕业的学生们：Jeon Won Gi 博士、Park Kyung-Won 博士、Lee Mi-Hyun 博士、Lee Kyu-In 博士和 Paik Jong-Ho 博士。特别感谢在本书打印稿的准备过程中给予我们支持的博士生们：Kyung SooWoo，Wee Jung-Wook，Park Chang Hwan，Kim Yeong Jun，Ko Yo Han，Hyun Il Yoo，Im Tae Ho；同时感谢韩国中央大学数字通信实验室的许多硕士研究生。感谢编辑和出版人员：John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd 的 Renee Lee 女士和 Thomson Digital 的 Aparajita Srivastava 女士，感谢她们热情、有效和鼓舞人心的指导。

程序文件可以从以下网址下载：http://comm.cau.ac.kr/MIMO_OFDM/index.html。

软件的法律责任及免责声明

本书的作者和出版商已经尽最大的努力对书中的计算机程序开发做了充足的知识储备。然而，他们并没有对书中涉及的程序或文档有任何明示的或暗示的保证。因此，他们对读者使用或参考书中资料引发的任何偶然或间接的损失概不负责。

读者被明确警告应考虑和采纳所有安全预防措施，并避免任何潜在的危险。按照说明，读者将愿意承担所有可能的风险。



目 录

第 1 章 无线信道: 传播和衰落	1
1.1 大尺度衰落	3
1.1.1 一般路径损耗模型	3
1.1.2 Okumura/Hata 模型	7
1.1.3 IEEE 802.16d 模型	9
1.2 小尺度衰落	14
1.2.1 小尺度衰落的参数	14
1.2.2 时间色散衰落与频率色散衰落	15
1.2.3 衰落信道的统计特性和产生	17
第 2 章 SISO 信道模型	22
2.1 室内信道模型	22
2.1.1 一般室内信道模型	22
2.1.2 IEEE 802.11 信道模型	25
2.1.3 Saleh-Valenzuela 信道模型	27
2.1.4 UWB 信道模型	31
2.2 室外信道模型	38
2.2.1 FWGN 信道模型	38
2.2.2 Jakes 模型	47
2.2.3 基于射线的信道模型	51
2.2.4 频率选择性衰落信道模型	58
2.2.5 SUI 信道模型	61
第 3 章 MIMO 信道模型	66
3.1 MIMO 统计信道模型	66
3.1.1 空间相关性	68
3.1.2 PAS 模型	69
3.2 I-METRA MIMO 信道	75
3.2.1 相关 MIMO 衰落信道的统计模型	75
3.2.2 相关 MIMO 信道系数的产生	78
3.2.3 I-METRA MIMO 信道模型	80
3.2.4 3GPP MIMO 信道模型	82
3.3 SCM MIMO 信道模型	86
3.3.1 SCM 链路级信道参数	86
3.3.2 SCM 链路级信道建模	88
3.3.3 基于射线的信道模型的空间相关性	90
第 4 章 OFDM 概述	94
4.1 单载波传输与多载波传输	94
4.1.1 单载波传输	94

4.1.2	多载波传输	97
4.1.3	单载波传输与多载波传输	101
4.2	OFDM 基本原理	101
4.2.1	OFDM 调制和解调	101
4.2.2	OFDM 保护间隔	107
4.2.3	OFDM 保护频带	113
4.2.4	OFDM 的 BER	114
4.2.5	频域注水算法	119
4.3	编码 OFDM	121
4.4	OFDM 的多址扩展	122
4.4.1	资源分配——子信道分配类型	123
4.4.2	资源分配——子信道化	124
4.5	双工方式	128
第 5 章	OFDM 同步技术	129
5.1	STO 的影响	129
5.2	CFO 的影响	132
5.2.1	IFO 的影响	134
5.2.2	FFO 的影响	134
5.3	STO 估计技术	136
5.3.1	时域 STO 估计技术	136
5.3.2	频域 STO 估计技术	142
5.4	CFO 估计技术	143
5.4.1	时域 CFO 估计技术	143
5.4.2	频域 CFO 估计技术	145
5.5	采样时钟偏差的影响	150
5.5.1	采样时钟相位偏差的影响	150
5.5.2	采样时钟频率偏差的影响	150
5.6	对采样时钟偏差的补偿	151
5.7	蜂窝系统的同步	152
5.7.1	下行同步	152
5.7.2	上行同步	154
第 6 章	信道估计	157
6.1	导频结构	157
6.1.1	块状类型	157
6.1.2	梳状类型	158
6.1.3	格状类型	158
6.2	基于训练符号的信道估计	159
6.2.1	LS 信道估计	160
6.2.2	MMSE 信道估计	160
6.3	基于 DFT 的信道估计	164
6.4	判决反馈信道估计	168
6.5	先进的信道估计技术	169
6.5.1	基于叠加信号的信道估计	169
6.5.2	快速时变信道的信道估计	170
6.5.3	基于 EM 算法的信道估计	172
6.5.4	盲信道估计	174

第 7 章 PAPR 减小	175
7.1 PAPR 的介绍	175
7.1.1 PAPR 的定义	175
7.1.2 OFDM 信号的分布	182
7.1.3 PAPR 和过采样	184
7.1.4 限幅和 SQNR	187
7.2 PAPR 减小技术	189
7.2.1 限幅和滤波	190
7.2.2 PAPR 减小编码	198
7.2.3 选择性映射	199
7.2.4 部分传输序列	200
7.2.5 音频保留	204
7.2.6 音频注入	205
7.2.7 DFT 扩频	206
第 8 章 小区间干扰抑制技术	215
8.1 小区间干扰协调技术	215
8.1.1 部分频率复用	215
8.1.2 软频率复用	217
8.1.3 灵活的部分频率复用	218
8.1.4 动态信道分配	219
8.2 小区间干扰随机化技术	220
8.2.1 小区特定加扰	220
8.2.2 小区特定交织	221
8.2.3 跳频 OFDMA	221
8.2.4 随机子载波分配	222
8.3 小区间干扰消除技术	223
8.3.1 干扰抑制合并技术	223
8.3.2 IDMA 多用户检测	224
第 9 章 MIMO 信道容量	225
9.1 有用的矩阵理论	225
9.2 确定性 MIMO 信道容量	227
9.2.1 发射端已知 CSI 时的信道容量	227
9.2.2 发射端未知 CSI 时的信道容量	230
9.2.3 SIMO 和 MISO 信道容量	231
9.3 随机 MIMO 信道容量	231
第 10 章 天线分集与空-时编码技术	240
10.1 天线分集	240
10.1.1 接收分集	241
10.1.2 发射分集	245
10.2 空-时编码概述	245
10.2.1 系统模型	245
10.2.2 成对差错概率	247
10.2.3 空-时编码设计	249
10.3 空-时块码	251
10.3.1 Alamouti 空-时码	251
10.3.2 空-时块码的一般情形	255

10.3.3 空-时块码的解码	258
10.4 空-时格码	264
10.4.1 STTC 编码器	264
10.4.2 一个 STTC 的例子	266
第 11 章 空间复用 MIMO 系统的信号检测	275
11.1 线性信号检测	275
11.1.1 ZF 信号检测	276
11.1.2 MMSE 信号检测	276
11.2 OSIC 信号检测	278
11.3 ML 信号检测	282
11.4 球形译码	284
11.5 QRM-MLD 法	293
11.6 格基规约辅助检测	298
11.6.1 LLL 算法	299
11.6.2 格基规约的应用	302
11.7 MIMO 系统的软判决	305
11.7.1 SISO 系统的 LLR	305
11.7.2 基于线性解码 MIMO 系统的 LLR	313
11.7.3 具有一个候选向量集的 MIMO 系统的 LLR	317
11.7.4 使用一个有限候选向量集的 MIMO 系统的 LLR	319
附录 11.A——式 (11.23) 的证明	326
第 12 章 在发射端利用信道状态信息	328
12.1 发射端的信道估计	328
12.1.1 利用信道的互惠性	328
12.1.2 CSI 反馈	329
12.2 采用预编码的 OSTBC	329
12.3 采用预编码的空间复用系统	334
12.4 天线选择技术	337
12.4.1 最优天线选择技术	337
12.4.2 复杂度降低的天线选择技术	339
12.4.3 OSTBC 的天线选择	342
第 13 章 多用户 MIMO	346
13.1 多用户 MIMO 系统的数学模型	347
13.2 多用户 MIMO 系统的信道容量	348
13.2.1 MAC 容量	348
13.2.2 BC 容量	349
13.3 广播信道的传输方式	350
13.3.1 信道反转	350
13.3.2 块对角化	353
13.3.3 脏纸编码	357
13.3.4 Tomlinson-Harashima 预编码	360
参考文献	365
索引	378

第1章

无线信道：传播和衰落

无线通信系统的性能主要由无线信道环境决定。与有线信道静态和可预测的典型特点相反，无线信道是动态且不可预测的，这就增加了对无线通信系统进行精确分析的难度。近几年，随着无线通信业务和新兴宽带移动互联网接入业务的快速增长，对无线通信系统的优化变得至关重要。实际上，对无线信道的理解将为设计高性能和高频谱效率的无线传输技术奠定基础。

在无线通信中，无线传播是指无线电波从发射机传播到接收机的行为。在传播过程中，无线电波主要受三种物理现象的影响：反射、绕射和散射^[1, 2]。反射是指电磁波在传播的过程中遇到一个尺寸远大于其波长的物体（如地球和建筑物表面）而产生的物理现象。它使信号功率被反射回发射端，而不是完全沿着去往接收端的路径传播。绕射/衍射是指发射机和接收机之间的无线路径被尖锐、不规则的物体表面或小的缺口（洞）阻挡而发生的物理现象。看起来好像电波在这些小的障碍物周围发生了弯曲或穿过小孔后继续扩散。即使不存在可视路径，通过衍射产生的二次波也可以建立一条从发射端到接收端的路径。散射是由一个或者多个尺寸远小于其波长的本地障碍物引起电磁波偏离原来传播方向的物理现象。引起散射的这些障碍物，如植物、路标、灯柱等，被称为散射体。换句话说，无线电波的传播是一个复杂和不可预测的过程，由反射、绕射和散射决定，不同距离处的信号强度随环境的变化而变化。

无线信道的一个典型特征是“衰落”现象，即信号幅度在时间和频率上的波动。加性噪声是信号恶化的最普遍来源，而衰落是其另一种来源。与加性噪声不同的是，衰落在无线信道中引起非加性的信号扰动。衰落也可以由多径传播引起（称之为多径衰落），或者由障碍物的遮蔽引起（称之为阴影衰落）。

在 20 世纪 50~60 年代，人们首先对高频（HF，3~30 MHz）、特高频（UHF，300~3000 MHz）和甚高频（SHF，3~30 GHz）无线信道的衰落现象进行了建模。目前，通过广泛的信道测量建立了 800 MHz~2.5 GHz 最普遍的信道模型，包括单输入单输出（Single Input Single Output, SISO）通信系统的 ITU-R 标准信道模型。最近，旨在提高无线传输效率和分集增益的各种研究和标准化活动（IEEE 802, IMETRA 项目, 3GPP/3GPP2, WINNER 项目）开发了用于多输入多输出（Multiple Input Multiple Output, MIMO）通信系统的空间信道模型。

衰落现象大致可以分为两种类型：大尺度衰落和小尺度衰落。当移动设备通过一段较长的距离时（如小区大小的距离）会产生大尺度衰落^[1]。它是由信号的路径损耗（关于距离的函数）和大

的障碍物（如建筑物、中间地形和植物）形成的阴影所引起的。阴影衰落是一种慢衰落过程，描述接收机和发射机之间的中等路径损耗的波动特性。换句话说，大尺度衰落的特性由平均路径损耗和阴影衰落来描述。另一方面，小尺度衰落是指当移动台在较短距离内移动时，由多条路径的相消或相长干涉引起信号电平的快速波动。根据多径时延的相对扩展，用信道的频率选择性（如频率选择的或频率平坦的）来描述小尺度衰落的特性。此外，根据信道在时间上的波动（用多普勒扩展描述），短期衰落可以分为快衰落和慢衰落。图 1.1 对衰落信道进行了分类。

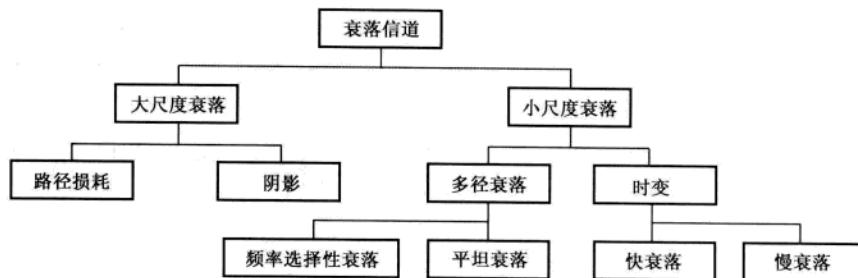


图 1.1 衰落信道的分类

大尺度衰落和小尺度衰落的关系如图 1.2 所示。大尺度衰落表现为平均路径损耗和阴影衰落，平均路径损耗随着距离的增加而增加，阴影衰落沿着平均路径损耗变化。由于传播路径上的障碍物会引起阴影衰落，即使与发射机的距离相同，接收信号的强度也可能是不同的。此外，散射分量会引起小尺度衰落，经历阴影衰落之后的信号将产生短期波动。

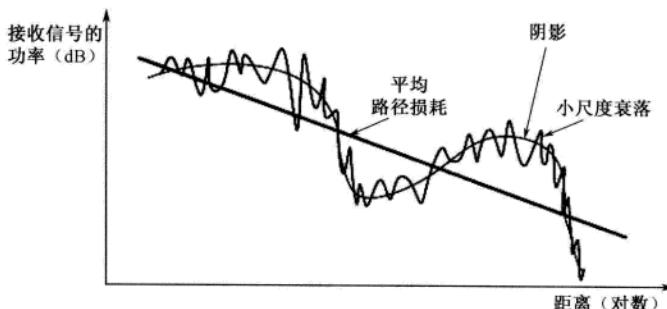


图 1.2 大尺度衰落与小尺度衰落的关系

链路预算是无线通信系统设计的一个重要工具。链路预算考虑了从发射机到接收机之间的所有增益和损耗，能够预测接收信号的强度和所需的功率储备（余量）。路径损耗和衰落是链路预算中最重要的两个因素。图 1.3 说明了受这些因素影响的一个链路预算。平均路径损耗是一个确定性的因素，能够通过发射机和接收机之间的距离来计算。与之相反，阴影衰落和小尺度衰落是随机现象，因此它们的影响只能通过它们的概率分布来预测。例如，将阴影衰落建模成一个对数正态分布的随机变量。

由于衰落的随机特性，必须增加一定的功率储备来确保接收信号的强度达到期望的水平。换句话说，在设计中必须确定一个衰落余量，以保证接收信号的功率大于给定阈值的概率在目标范围内（如 98%~99%）。如图 1.3 所示，必须考虑大尺度衰落和小尺度衰落的范围，从而使中断概率维持在 1%~2%，这意味着接收信号的功率低于目标水平的概率只有 0.02 或更小^[3]。因此，在这里的分析中，对阴影衰落和小尺度损耗概率特性的描述很重要。在这一章中，我们给出具体的大尺度衰落

和小尺度衰落信道模型，它们是进行链路预算分析时所需要的。

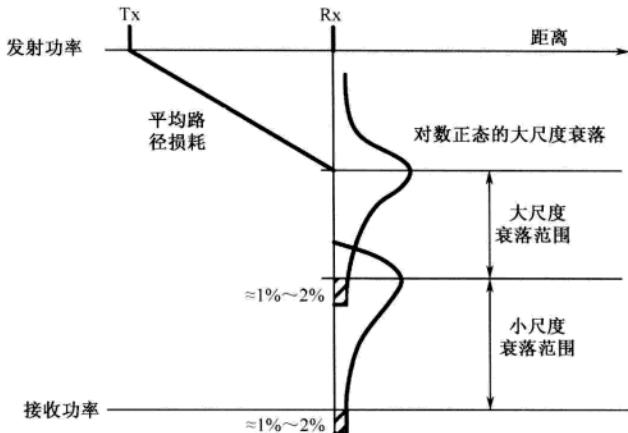


图 1.3 衰落信道的链路预算^[3]

1.1 大尺度衰落

1.1.1 一般路径损耗模型

自由空间传播模型用于预测视距（Line-of-sight, LOS）环境（发射机和接收机之间没有障碍物）中接收信号的强度。卫星通信系统中经常采用这个模型。令 d 表示发射机和接收机之间的距离（单位：m）。当使用各向异性的天线时，发射天线的增益为 G_t ，接收天线的增益为 G_r ，则距离为 d 的接收信号功率 $P_r(d)$ ，可以由著名的 Friis 公式^[4]表示为

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (1.1)$$

其中， P_t 为发射功率（单位：W）， λ 为发射波长（单位：m）， L 为与传播环境无关的系统损耗系数。系统损耗系数表示实际硬件系统中的总体衰减或损耗，包括传输线、滤波器和天线。总的来说， $L > 1$ ，但是如果假设系统硬件没有损耗，则 $L = 1$ 。从式 (1.1) 可以明显看到接收功率随距离 d 呈指数规律衰减。对于没有任何系统损耗的自由空间路径损耗 $PL_F(d)$ ，可以在式 (1.1) 中取 $L = 1$ 直接得到，即

$$PL_F(d)[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log_{10} \left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (1.2)$$

没有天线增益（即 $G_t = G_r = 1$ ）时，式 (1.2) 简化为

$$PL_F(d)[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (1.3)$$

图 1.4 显示了在不同天线增益的情况下，自由空间的路径损耗随距离而变化的曲线图，其中载波频率 $f_c = 1.5 \text{ GHz}$ 。很明显，天线增益减小时，路径损耗增加。与前面提到的自由空间路径损耗一样，在所有其他的实际环境中，平均接收信号功率随距离 d 呈对数方式减小。通过引入随着环境而改变的路径损耗指数 n ，可以修正自由空间路径损耗模型，从而构造出一个更为普遍的路径衰落模型。这就是大家熟知的对数距离路径损耗模型：

$$PL_{LD}(d)[\text{dB}] = PL_F(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (1.4)$$

其中, d_0 是一个参考距离。在参考距离或者接近参考距离的位置, 路径损耗具有式 (1.2) 中自由空间损耗的特点。如表 1.1 所示, 路径损耗指数主要由传播环境决定, 其变化范围为 2~6, 其中 $n=2$ 对应于自由空间的情况。此外, 当障碍物很多时, n 会增大。对于不同的传播环境必须确定合适的参考距离 d_0 。例如, 在大覆盖范围的蜂窝系统 (即半径大于 10km 的蜂窝系统) 中, 通常会设置 d_0 为 1km。然而, 对于小区半径为 1km 的宏蜂窝系统或者具有极小半径的微蜂窝系统, 可以分别设置参考距离为 100m 或 1m^[5]。

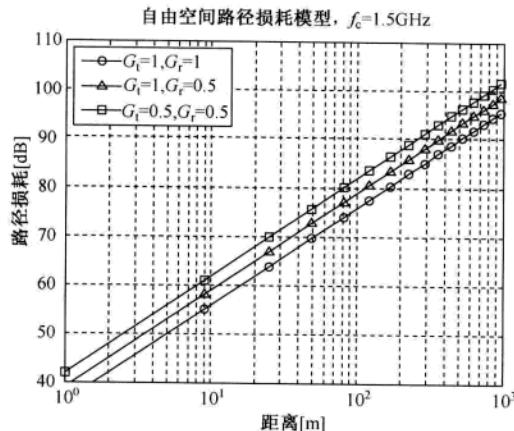


图 1.4 自由空间路径损耗模型

表 1.1 路径损耗指数^[2]

环境	路径损耗指数 (n)
自由空间	2
市区蜂窝	2.7~3.5
市区蜂窝阴影	3~5
建筑物内视距传输	1.6~1.8
建筑物内障碍物阻挡	4~6
工厂内障碍物阻挡	2~3

如图 1.5 所示为式 (1.4) 在载波频率 $f_c = 1.5 \text{ GHz}$ 的对数距离路径损耗。从图中可以清楚地看到, 路径损耗随着路径损耗指数 n 的增大而增大。由于周围环境会随着接收机的实际位置不同而改变, 即使发射机到接收机之间的距离相同, 每条路径也将具有不同的路径损耗。然而, 上述提到的所有路径损耗模型并没有将这种特殊情况考虑在内。因此在涉及更加真实的环境时, 对数正态阴影模型将更为实用。令 X_σ 表示均值为 0, 标准差为 σ 的高斯随机变量。对数正态阴影衰落模型为

$$PL(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = PL_F(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (1.5)$$

换句话说, 该模型允许在相同距离 d 处的接收机具有不同的路径损耗, 并且随着随机阴影变量 X_σ 而变化。如图 1.6 所示为服从对数正态阴影模型的路径损耗, 其中 $f_c = 1.5 \text{ GHz}$, $\sigma = 3 \text{ dB}$,

$n=2$ 。从图中可以清楚地看到，在确定性的对数路径损耗模型上叠加了阴影产生的随机效应。

图1.4~图1.6中的路径损耗可以通过运行程序1.3（“plot_PL_general.m”）得到，该程序调用程序1.1（“PL_free”）和程序1.2（“PL_logdist_or_norm”），分别使用式（1.2）、式（1.3）和式（1.4）、式（1.5）来计算路径损耗。

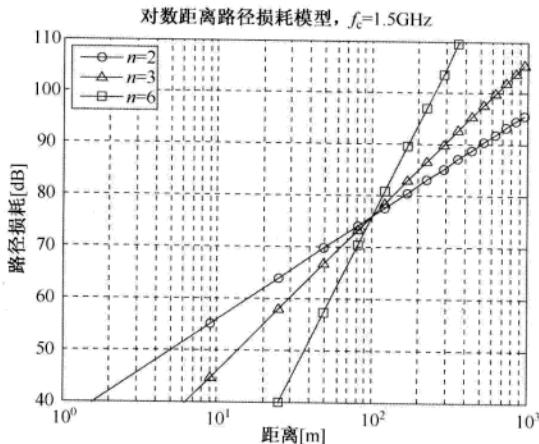


图1.5 对数距离路径损耗模型

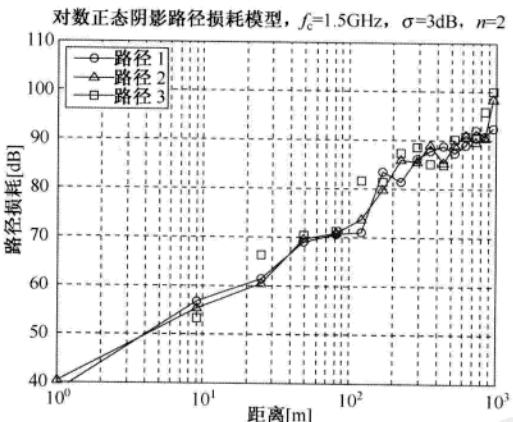


图1.6 对数正态阴影路径损耗模型

MATLAB程序：广义路径损耗模型

程序1.1“PL_free”，自由空间的路径损耗模型

```
function PL = PL_free(fc,dist,Gt,Gr)
% 自由空间路径损耗模型
% 输入
%     fc      : 载波频率[Hz]
%     dist    : 基站和移动台之间的距离[m]
%     Gt      : 发射机天线增益
%     Gr      : 接收机天线增益
```

```
% 输出
%      PL      : 路径损耗[dB]
lamda = 3e8/fc;
tmp = lamda./(4*pi*dist);
if nargin>2, tmp = tmp*sqrt(Gt); end
if nargin>3, tmp = tmp*sqrt(Gr); end
PL = -20*log10(tmp); % 式(1.2)/(1.3)
```

程序 1.2 “PL_logdist_or_norm”, 对数距离/正态阴影路径损耗模型

```
function PL = PL_logdist_or_norm(fc,d,d0,n,sigma)
% 对数距离或对数阴影路径损耗模型
% 输入
%      fc      : 载波频率[Hz]
%      d       : 基站和移动台之间的距离[m]
%      d0      : 参考距离[m]
%      n       : 路径损耗指数
%      sigma   : 方差[dB]
% 输出
%      PL      : 路径损耗[dB]
lamda = 3e8/fc;
PL = -20*log10(lamda/(4*pi*d0)) + 10*n*log10(d/d0); % 式(1.4)
if nargin > 4
    PL = PL + sigma*randn(size(d)); % 式(1.5)
end
```

程序 1.3 “plot_PL_general.m”, 绘制不同的路径损耗模型

```
%plot_PL_general.m
clear all, clf, clc
fc = 1.5e9;
d0 = 100;
sigma = 3;
distance = [1:2:31].^2;
Gt = [1 1 0.5];
Gr = [1 0.5 0.5];
Exp = [2 3 6];
for k = 1 : 3
    y_Free(k,:) = PL_free(fc,distance,Gt(k),Gr(k));
    y_logdist(k,:) = PL_logdist_or_norm(fc,distance,d0,Exp(k));
    y_lognorm(k,:) = PL_logdist_or_norm(fc,distance,d0,Exp(1),sigma);
end
subplot(131)
semilogx(distance,y_Free(1,:),'k-o',distance,y_Free(2,:),'k-^',distance,y_Free(3,:),'k-s')
grid on, axis([1 1000 40 110])
title(['Free PL-loss Model, f_c=' num2str(fc/1e6) 'MHz'])
xlabel('Distance[m]'), ylabel('Path loss[dB]')
legend('G_t=1, G_r=1','G_t=1, G_r=0.5','G_t=0.5, G_r=0.5',2)
subplot(132)
```

```

semilogx(distance,y_logdist(1,:),'k-o',distance,y_logdist(2,:),'k-^',distance,y_logdist(3,:),'k-s')
grid on, axis([1 1000 40 110])
title(['Log-distance Path-loss Model, f_c=',num2str(fc/1e6),'MHz'])
xlabel('Distance[m]', ylabel('Path loss[dB]')
legend('n=2','n=3','n=6',2)
subplot(133)
semilogx(distance,y_lognorm(1,:),'k-o',distance,y_lognorm(2,:),'k-^',distance,y_lognorm(3,:),'k-s')
grid on, axis([1 1000 40 110])
title(['Log-normal Path-loss Model,f_c=',num2str(fc/1e6),'MHz, ','sigma=', num2str(sigma), 'dB'])
xlabel('Distance[m]', ylabel('Path loss[dB]')
legend('path 1','path 2',2)

```

1.1.2 Okumura/Hata 模型

Okumura 模型是通过广泛实验得到的应用于移动通信系统的信道模型^[6]，而且这种模型考虑了天线高度和地区覆盖类型。在预测城市地区路径损耗的所有模型中，Okumura 模型是被采用最多的一种，主要适用于载波范围为 500~1500 MHz，小区半径为 1~100 km，天线高度为 30~1000 m 的移动通信系统。Okumura 模型中的路径损耗可以表示为

$$PL_{Ok}(d)[dB] = PL_F + A_{MU}(f, d) - G_{Rx} - G_{Tx} + G_{AREA} \quad (1.6)$$

其中， $A_{MU}(f, d)$ 为频率 f 处的中等起伏衰减因子， G_{Rx} 和 G_{Tx} 分别为接收和发射天线的增益， G_{AREA} 为具体地区的传播环境增益。这里，天线增益 G_{Rx} 和 G_{Tx} 仅仅是天线高度的函数，并不考虑天线方向图等其他因素。此外，从 Okumura 实测得到的经验图中可以查得 $A_{MU}(f, d)$ 和 G_{AREA} ^[6]。

Hata 模型将 Okumura 模型扩展到各种传播环境^[7]，包括城市、郊区和开阔地。实际上，Hata 模型是当今最常用的路径损耗模型。对于发射天线高度为 h_{Tx} [m]，载波频率为 f_c [MHz]，距离为 d [m]，在市区环境中 Hata 模型的路径损耗为

$$PL_{Hata,U}(d)[dB] = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_{Tx} - C_{Rx} + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_{Tx}) \log_{10} d \quad (1.7)$$

其中， C_{Rx} 为与接收天线相关的系数，取决于覆盖范围的大小。对于中等大小的覆盖范围， C_{Rx} 取值为

$$C_{Rx} = 0.8 + (1.1 \log_{10} f_c - 0.7) h_{Rx} - 1.56 \log_{10} f_c \quad (1.8)$$

其中， h_{Rx} [m] 为接收天线的高度。对于大的覆盖范围， C_{Rx} 取决于载波频率，例如：

$$C_{Rx} = \begin{cases} 8.29 (\log_{10} (1.54 h_{Rx}))^2 - 1.1, & 150 \text{ MHz} \leq f_c \leq 200 \text{ MHz} \\ 3.2 (\log_{10} (11.75 h_{Rx}))^2 - 4.97, & 200 \text{ MHz} \leq f_c \leq 1500 \text{ MHz} \end{cases} \quad (1.9)$$

对于郊区和开阔地，Hata 模型分别表示为

$$PL_{Hata,SU}(d)[dB] = PL_{Hata,U}(d) - 2 \left(\log_{10} \frac{f_c}{28} \right)^2 - 5.4 \quad (1.10)$$

和

$$PL_{Hata,O}(d)[dB] = PL_{Hata,U}(d) - 4.78 (\log f_c)^2 + 18.33 \log_{10} f_c - 40.97 \quad (1.11)$$

图 1.7 给出了三种不同环境（城市、郊区和开阔地）的路径损耗，分别由式 (1.7)、式 (1.10) 和式 (1.11) 确定。从图中可以清楚地看到，由于障碍物更为密集，与其他地区相比，城市的路径损耗最大。运行程序 1.4 (“plot_PL_Hata.m”) 可以得到图 1.7，该程序调用了程序 1.5 (“PL_Hata.m”)，不同传播环境下的路径损耗可由式 (1.7) ~ 式 (1.11) 计算得到。

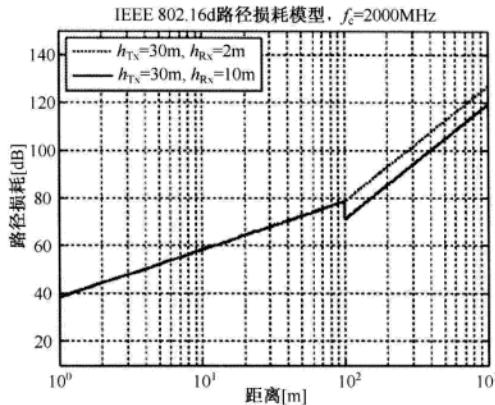


图 1.7 Hata 路径损耗模型

MATLAB 程序：Hata 路径损耗模型

程序 1.4 “plot_PL_Hata.m”，绘制 Hata 路径损耗模型

```
% plot_PL_Hata.m
clear, clf
fc = 1.5e9;
htx = 30;
hrx = 2;
distance = [1:2:31].^2;
y_urban = PL_Hata(fc, distance, htx, hrx, 'urban');
y_suburban = PL_Hata(fc, distance, htx, hrx, 'suburban');
y_open = PL_Hata(fc, distance, htx, hrx, 'open');
semilogx(distance, y_urban, 'k-s', distance, y_suburban, 'k-o', distance, y_open, 'k-^')
title(['Hata PL model, f_c=' num2str(fc/1e6), 'MHz'])
xlabel('Distance[m]'), ylabel('Path loss[dB]')
legend('urban', 'suburban', 'open area', 2)
grid on, axis([1 1000 40 110])
```

程序 1.5 “PL_Hata.m”，Hata 路径损耗模型

```
function PL = PL_Hata(fc,d,htx,hrx,Etype)
% Hata 模型
% 输入
%     fc    : 载波频率[Hz]
%     d     : 基站和移动台之间的距离[m]
%     htx   : 发射机高度[m]
%     hrx   : 接收机高度[m]
%     Etype : 环境类型('urban','suburban','open')
% 输出
%     PL    : 路径损耗[dB]
if nargin < 5
```

```

Etype = 'URBAN';
end
fc = fc/(1e6);
if fc >= 150 && fc <= 200
    C_Rx = 8.29*(log10(1.54*hrx))^2 - 1.1;
elseif fc > 200
    C_Rx = 3.2*(log10(11.75*hrx))^2 - 4.97;    % 式(1.9)
else
    C_Rx = 0.8+(1.1*log10(fc)-0.7)*hrx-1.56*log10(fc);    % 式(1.8)
end
PL = 69.55 +26.16*log10(fc) -13.82*log10(htx) -C_Rx ...
    +(44.9-6.55*log10(htx))*log10(d/1000);    % 式(1.7)
EType = upper(Etype);
if EType(1) == 'S'
    PL = PL -2*(log10(fc/28))^2 -5.4;    % 式(1.10)
elseif EType(1) == 'O'
    PL = PL+(18.33-4.78*log10(fc))*log10(fc)-40.97;    % 式(1.11)
end

```

1.1.3 IEEE 802.16d 模型

IEEE 802.16d 模型属于对数正态阴影路径损耗模型。根据郊区宏蜂窝中发射机和接收机之间的障碍物密度（按照树密度），可以将其分为三种类型（类型 A、B、C）。表 1.2 描述了这三种类型，其中 ART 和 BRT 分别表示屋顶上方和屋顶下方。参阅文献[8~11]，IEEE 802.16d 的路径损耗模型为

$$PL_{802.16}(d)[\text{dB}] = PL_F(d_0) + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + C_f + C_{Rx}, \quad d > d_0 \quad (1.12)$$

其中， $d_0 = 100 \text{ m}$ ， $\gamma = a - b h_{Tx} + c/h_{Tx}$ ， a 、 b 、 c 为参数，如表 1.3 所示，可以根据不同的信道类型取不同的值， h_{Tx} 为发射天线的高度（典型的取值范围为 10~80 m）， C_f 为与载波频率 f_c [MHz] 相关的系数，

$$C_f = 6 \log_{10}(f_c / 2000) \quad (1.13)$$

C_{Rx} 为与接收天线相关的系数，

$$C_{Rx} = \begin{cases} -10.8 \log_{10}\left(\frac{h_{Rx}}{2}\right), & \text{A型和B型} \\ -20 \log_{10}\left(\frac{h_{Rx}}{2}\right), & \text{C型} \end{cases} \quad (1.14)$$

或

$$C_{Rx} = \begin{cases} -10 \log_{10}\left(\frac{h_{Rx}}{3}\right), & h_{Rx} \leq 3 \text{m} \\ -20 \log_{10}\left(\frac{h_{Rx}}{3}\right), & h_{Rx} > 3 \text{m} \end{cases} \quad (1.15)$$

式 (1.14) 中的系数是根据 AT&T 的测量得出的, 而式 (1.15) 中的系数是基于 Okumura 的测量得出的。

表 1.2 IEEE 802.16d 的路径损耗类型

类型	描述
A	郊区宏小区, ART 到 BRT, 树密度从中到高的丘陵地区
B	郊区宏小区, ART 到 BRT, 中等路径损耗的条件
C	郊区宏小区, ART 到 BRT, 树密度偏低的平坦地区

表 1.3 IEEE 802.16d 类型 A、B、C 模型的参数

参数	类型 A	类型 B	类型 C
a	4.6	4	3.6
b	0.0075	0.065	0.005
c	12.6	17.1	20

如图 1.8 所示为 IEEE 802.16d 路径损耗模型, 其中载波频率为 2GHz, 接收天线高度可变, 发射天线的高度固定为 30m。当接收天线从 2m 变到 10m 时, 在距离为 100m 处出现了不连续点, 因此会引起对路径损耗预测的不一致。例如, 即使没有阴影衰落的影响, 距离为 101m 的路径损耗也要比距离为 99m 的路径损耗大 8dB。因此, 为了修正现有模型, 必须定义一个新的参考距离 d'_0 ^[19]。通过令式 (1.12) 中的路径损耗与式 (1.3) 中的自由空间损耗相等, 得到新的参考距离 d'_0 。

$$20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d'_0}{\lambda} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d'_0}{\lambda} \right) + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d'_0}{d_0} \right) + C_f + C_{Rx} \quad (1.16)$$

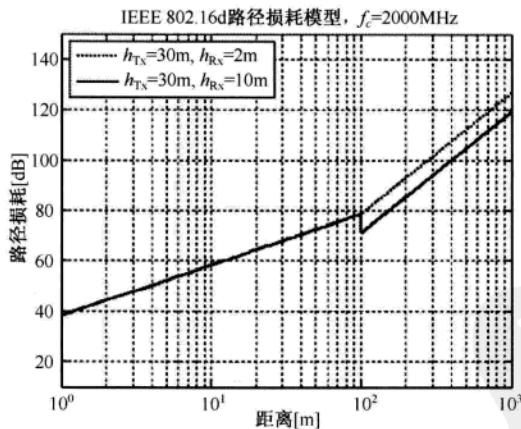


图 1.8 IEEE 802.16d 路径损耗模型

求解式 (1.16), 得到新的参考距离 d'_0 为

$$d'_0 = d_0 10^{\frac{C_f + C_{Rx}}{10\gamma}} \quad (1.17)$$

将式 (1.17) 代入式 (1.12), 得到修正后的 IEEE 802.16d 模型:

$$PL_{\text{IEEE802.16}}(d)[\text{dB}] = \begin{cases} 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right), & d \leq d'_0 \\ 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d'_0}{\lambda} \right) + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d'_0} \right) + C_f + C_{\text{Rx}}, & d > d'_0 \end{cases} \quad (1.18)$$

图 1.9 给出了式 (1.18) 中修正后的 IEEE 802.16d 路径损耗模型，可以通过运行程序 1.7 (“plot_PL_IEEE80216d.m”) 得到，该程序调用了程序 1.6 (“PL_IEEE80216d”)。与图 1.8 中的模型不同，修正后的模型中不连续现象消失了。

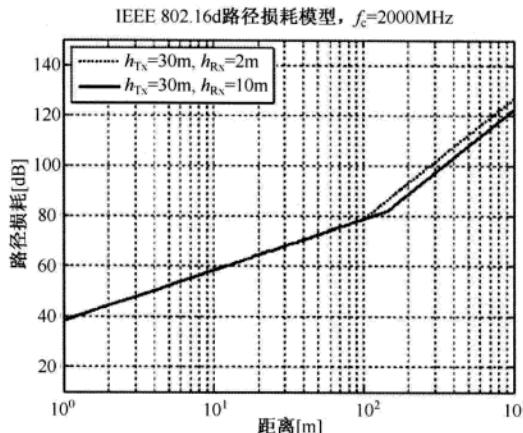


图 1.9 修正的 IEEE 802.16d 路径损耗模型

MATLAB 程序：IEEE 802.16d 路径损耗模型

程序 1.6 “PL-IEEE80216d”，IEEE 802.16d 路径损耗模型

```
function PL = PL_IEEE80216d(fc,d,type,htx,hrx,corr_fact,mod)
% IEEE 802.16d 模型
% 输入:
%     fc      : 载波频率 [Hz]
%     d       : 基站和移动台之间的距离 [m]
%     type    : 可以选择'A', 'B' 或 'C'
%     htx     : 发射机高度 [m]
%     hrx     : 接收机高度 [m]
%     corr_fact: 如果存在阴影, 那么设置为 'ATnT' 或 'Okumura'。否则, 设置为'NO'
%     mod     : 设置为'mod'来得到修正的 IEEE 802.16d 模型
% 输出:
%     PL      : 路径损耗 [dB]
Mod = 'UNMOD';
if nargin > 6
    Mod = upper(mod);
end
if nargin == 6 && corr_fact(1) == 'm'
    Mod = 'MOD';
    corr_fact = 'NO';
end
```

```

elseif nargin < 6
    corr_fact = 'NO';
    if nargin == 5 && hrx(1) == 'm'
        Mod = 'MOD';
        hrx = 2;
    elseif nargin < 5
        hrx = 2;
        if nargin == 4 && htx(1) == 'm'
            Mod = 'MOD';
            htx = 30;
        elseif nargin < 4
            htx = 30;
            if nargin == 3 && type(1) == 'm'
                Mod = 'MOD';
                type = 'A';
            elseif nargin < 3
                type = 'A';
            end
        end
    end
    end
d0 = 100;
Type = upper(type);
if Type ~= 'A' && Type ~= 'B' && Type ~= 'C'
    disp('Error: The selected type is not supported');
    return;
end
switch upper(corr_fact)
    case 'ATNT'
        PLf = 6*log10(fc/2e9);    % 式 (1.13)
        PLh = -10.8*log10(hrx/2); % 式 (1.14)
    case 'OKUMURA'
        PLf = 6*log10(fc/2e9);    % 式 (1.13)
        if hrx <= 3
            C_Rx = -10*log10(hrx/3); % 式 (1.15)
        else
            C_Rx = -20*log10(hrx/3);
        end
    case 'NO'
        PLf = 0;
        PLh = 0;
end

```

```

if Type == 'A'
    a = 4.6;    %式 (1.13)
    b = 0.0075;
    c = 12.6;
elseif Type == 'B'
    a = 4;
    b = 0.0065;
    c = 17.1;
else
    a = 3.6;
    b = 0.005;
    c = 20;
end
lamda = 3e8/fc;
gamma = a-b*htx+c/htx;    %式 (1.12)
d0_pr = d0;
if Mod(1) == 'M'
    d0_pr = d0*10^-((PLf+PLh)/(10*gamma));    %式 (1.17)
end
A = 20*log10(4*pi*d0_pr/lamda) + PLf + PLh;
for k = 1 : length(d)
    if d(k) > d0_pr
        PL(k) = A + 10*gamma*log10(d(k)/d0);    %式 (1.18)
    else
        PL(k) = -10*log10((lamda/(4*pi*d(k)))^2);
    end
end

```

程序 1.7 “plot_PL_IEEE80216d.m”，绘制 IEEE 802.16d 路径损耗模型

```

% plot_PL_IEEE80216d.m
clear, clf, clc
fc = 2e9;
htx = [30 30];
hrx = [2 10];
distance = [1:1000];
for k = 1 : 2
    y_IEEE16d(k,:) = PL_IEEE80216d(fc,distance,'A',htx(k),hrx(k),'atnt');
    y_MIEEE16d(k,:) = PL_IEEE80216d(fc,distance,'A',htx(k),hrx(k),'atnt','mod');
end
subplot(121)
semilogx(distance,y_IEEE16d(1,:),'k','linewidth',1.5), hold on
semilogx(distance,y_IEEE16d(2,:),'k','linewidth',1.5), grid on
title(['IEEE 802.16d Path loss Models, f_c=',num2str(fc/1e6),'MHz'])

```

```

axis([1 1000 10 150])
xlabel('Distance[m]', ylabel('Pathloss[dB]')
legend('h_{Tx} = 30m, h_{Rx} = 2m', 'h_{Tx} = 30m, h_{Rx} = 10m', 2)
subplot(122)
semilogx(distance, y_MIEEE16d(1, :), 'k', 'linewidth', 1.5), hold on
semilogx(distance, y_MIEEE16d(2, :), 'k', 'linewidth', 1.5), grid on
title(['Modified IEEE 802.16d Path loss Models, f_c=' num2str(fc/1e6), 'MHz'])
axis([1 1000 10 150])
xlabel('Distance[m]', ylabel('Pathloss[dB]')
legend('h_{Tx}=30m, h_{Rx}=2m', 'h_{Tx}=30m, h_{Rx}=10m', 2)

```

1.2 小尺度衰落

小尺度衰落是指短期内的衰落，具体指当移动台移动一个较小距离时，接收信号在短期内的快速波动。当多径信号以可变相位到达接收天线时会引起干涉（即相位相同的相长干涉，相位不同的相消干涉）。换句话说，来自本地散射体的大量信号的相对相位关系决定了接收信号的电平波动。而且，每一个多径信号都可能发生变化，而这种变化依赖于移动台和周围物体的速度。总之，小尺度衰落由以下因素决定：多径传播、移动台的速度、周围物体的速度和信号的传输带宽。

1.2.1 小尺度衰落的参数

经常用功率时延分布（Power Delay Profile, PDP）描述多径衰落信道的特征。表 1.4 给出了一个 PDP 的例子：ITU-R 步行信道模型，其中 4 个多径信号的特征由它们的相对时延和平均功率来描述。此处，相对时延是一个关于参考时间的过量时延，而每条路径的平均功率由第一条路径（抽头）的功率归一化后给出^[12]。

表 1.4 功率时延分布的例子：ITU-R 步行 A 模型

抽头	相对时延 (ns)	平均功率 (dB)
1	0	0.0
2	110	-9.7
3	190	-19.2
4	410	-22.8

平均过量时延和均方根（Root Mean Square, RMS）时延扩展是非常有用的信道参数，它们为比较不同的多径衰落信道提供了参考，并且为设计无线传输系统提供了一个大体的指导方针。令 τ_k 、 a_k 和 $P(\tau_k)$ 分别表示第 k 条路径的信道时延、幅度和功率，然后由 PDP 的一阶矩给出平均过量时延 $\bar{\tau}$ ：

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.19)$$

此外，由 PDP 的二阶中心距的平方根给出 RMS 时延扩展 σ_τ ：

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (1.20)$$

其中

$$\frac{\tau^2}{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.21)$$

总的来说，相干带宽（记为 B_c ）与 RMS 时延扩展成反比，即

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1.22)$$

式 (1.22) 会随相干带宽的定义不同而不同。例如，当相干带宽定义为相关函数大于等于 0.9 所对应的带宽时，相干带宽和 RMS 时延扩展的关系为

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (1.23)$$

当相干带宽定义为相关函数大于等于 0.5 所对应的带宽时，它们的关系为

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (1.24)$$

1.2.2 时间色散衰落与频率色散衰落

当移动台移动时，接收信号衰落的具体类型由传输方案和信道特点决定。传输方案由信号的参数确定，如信号带宽和符号周期。无线信道的特点由两种不同的信道参数描述，它们是多径时延扩展和多普勒扩展。多径时延扩展和多普勒扩展分别引起时间色散效应和频率色散效应。根据时间色散的程度或频率色散的程度，它们将分别引起频率选择性衰落或时间选择性衰落。

1. 时间色散效应引起的衰落——频率选择性衰落信道

由于时间色散效应，发射信号会在频域经历一个选择性或非选择性的衰落，它们分别被称为频率选择性衰落和非频率选择性衰落。对于给定的信道频率响应，频率选择性主要由信号带宽决定。图 1.10 直观地说明了信道的特点如何受信号带宽的影响。由于多径效应会引起时间扩展，所以信道频率响应会随频率的改变而改变。当信号带宽足够小时，发射信号经过平坦的信道频率响应，因此会经历非频率选择性衰落。另一方面，当信号带宽足够大时，发射信号会被有限的信道带宽过滤，因此会经历频率选择性衰落。

如图 1.10 (a) 所示，当信道的频率响应在通频带内保持恒定幅度和线性相位时，只要信道的带宽比信号的带宽大，接收信号就会经历非频率选择性衰落。由于信号在其带宽内经历的信道幅度为定值，因此称信号经历平坦衰落，它是非频率选择性衰落的另一种称呼。此处，信号带宽较窄说明符号周期 T 比多径信道 $h(t, \tau)$ 的时延 τ 大。只要 T 比时延 τ 大，当前的符号就不会对下一个周期的符号产生太大的影响，这说明符号间干扰 (Inter Symbol Interference, ISI) 并不显著。如果信号的带宽比信道的带宽小很多，即使在非频率选择性衰落信道中振幅是慢速时变的，通常也将其称为窄带信道。总结上述观察，在满足以下条件时，发射信号将经历非频率选择性衰落：

$$B_s \ll B_c \text{ 和 } T \gg \sigma_\tau \quad (1.25)$$

其中， B_s 和 T 分别表示发射信号的带宽和符号周期， B_c 和 σ_τ 分别表示相干带宽和 RMS 时延扩展。

正如前面提到的，只有在比发射信号更小的带宽内，无线信道的频率响应才满足恒定幅度和线性相位，此时发射信号将会经历频率选择性衰落。在这种情况下，信道脉冲响应的时延扩展比发射信号的一个符号周期大。发射信号的多个时延分量将与之后的符号发生明显重叠，从而引起符号间干扰。使用“频率选择性信道”这个术语仅仅是因为频率响应的幅度随频率的变化而变化。

如图 1.10 (b) 所示, 因为信道的时延扩展 τ 远大于符号周期 T , 所以时域的 ISI 很明显。这说明信号带宽 B_s 比相干带宽 B_c 大, 接收信号的频率响应具有不同的幅度 (即经历了频率选择性衰落)。因为在频率选择性信道中信号的带宽比信道脉冲响应的带宽大, 所以经常将这种信道称为宽带信道。总结上述观察, 发射信号在满足以下条件时将经历频率选择性衰落:

$$B_s > B_c \text{ 和 } T < \sigma_\tau \quad (1.26)$$

即使信道衰落依赖于调制方案, 但只要 $\sigma_\tau > 0.1T$, 就将其称为频率选择性衰落。

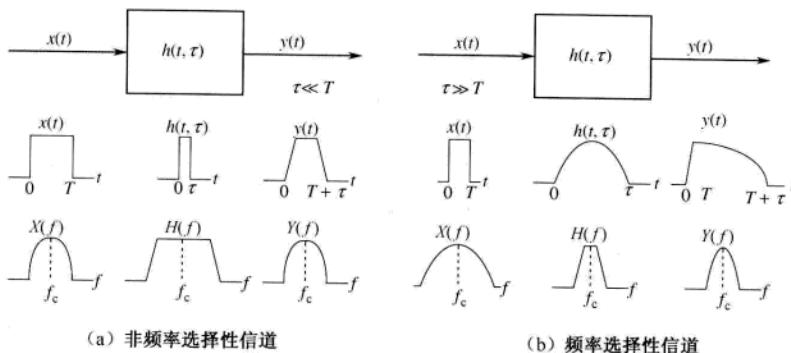


图 1.10 由多径信道的时间扩展引起的衰落特性^[2]

2. 频率色散效应引起的衰落——时间选择性衰落信道

根据多普勒扩展的程度, 接收信号会经历快衰落或慢衰落。在快衰落信道中, 相干时间比符号的周期小, 因此在一个符号周期内信道脉冲响应快速变化。信号在时域的波动与发射机和接收机之间的相对运动密切相关。相对运动引起信号在频域的扩展, 称为多普勒频移。令 f_m 为最大的多普勒频移, B_d 为多普勒频谱带宽, 满足 $B_d = 2f_m$ 。总的来说, 相干时间 (记为 T_c) 与多普勒扩展成反比, 即

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (1.27)$$

$T > T_c$ 说明 $B_s < B_d$ 。发射信号在满足以下条件时经历快衰落:

$$T < T_c \text{ 和 } B_s > B_d \quad (1.28)$$

另外, 考虑信道的脉冲响应比基带发射信号变化缓慢的情形。假设信道在一个或者多个符号周期内不变, 称之为静态信道。这说明多普勒扩展比基带发射信号的带宽小很多。总之, 发射信号满足下面的条件时经历慢衰落:

$$T \ll T_c \text{ 和 } B_s \gg B_d \quad (1.29)$$

当定义相干时间为相关函数大于 0.5 所对应的时间时^[1], 式 (1.27) 变为

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (1.30)$$

式 (1.27) 是在瑞利衰落信号变化十分缓慢的假设条件下得到的, 而式 (1.30) 是在信号变化非常迅速的假设条件下得到的。最常见的相干时间定义是由式 (1.27) 和式 (1.30) 的几何平均给出的^[1]:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (1.31)$$

需要重点指出，快衰落或慢衰落与时间色散衰落没有关系。换句话说，无线信道的频率选择性不能仅仅从信道快衰落或慢衰落的特点来判断。因为快衰落仅仅是由于移动终端运动而带来的信道变化。

1.2.3 衰落信道的统计特性和产生

1. 衰落信道的统计特性

Clarke 提出了衰落信道的统计模型，即在移动台通过一个散射环境时，用统计的方式描述移动台接收信号的电磁场特点^[12]。在 Clarke 模型中，有 N 个具有任意相位的平面波，每一个平面波以任意的方向到达，且所有平面波的平均功率相同^[13-16]。

如图 1.11 所示，一个平面波以角度 θ （与移动台运动方向之间的夹角）到达，其中移动台的速度为 v ，波沿 $x-y$ 平面上的水平方向到达。由于移动台的运动，到达接收机的所有平面波都会经历多普勒频移。令 $x(t)$ 为基带发射信号，则相应的通频带发射信号为

$$\tilde{x}(t) = \operatorname{Re}[x(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (1.32)$$

其中， $\operatorname{Re}[s(t)]$ 表示 $s(t)$ 的实部。通过具有 I 条传播路径的散射信道后（其中每条路径具有不同的多普勒频移），通频带接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \operatorname{Re}\left[\sum_{i=1}^I C_i e^{j2\pi(f_c + f_i)(t - \tau_i)} x(t - \tau_i)\right] \\ &= \operatorname{Re}[y(t)e^{j2\pi f_c t}] \end{aligned} \quad (1.33)$$

其中， C_i 、 τ_i 和 f_i 分别表示第 i 条传播路径的信道增益、时延和多普勒频移。给定移动台的速度 v 和波长 λ ，多普勒频移可以表示为

$$f_i = f_m \cos \theta_i = \frac{v}{\lambda} \cos \theta_i \quad (1.34)$$

其中， f_m 为最大多普勒频移， θ_i 为第 i 个平面波的到达角度（Angle of Arrival, AoA）。

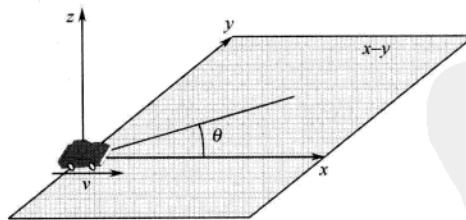


图 1.11 到达接收机（沿 x 轴方向以速率 v 移动）的平面波

式 (1.33) 中的基带接收信号可以表示为

$$y(t) = \sum_{i=1}^I C_i e^{-j\phi_i(t)} x(t - \tau_i) \quad (1.35)$$

其中， $\phi_i(t) = 2\pi \{(f_c + f_i)\tau_i - f_i t_i\}$ 。因此根据式 (1.35)，相应的基带信道可以建模为一个线性时变滤波器，该滤波器具有如下的复基带脉冲响应：

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^I C_i e^{-j\phi_i(t)} \delta(t - \tau_i) \quad (1.36)$$

其中, $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数。只要路径的时延差比采样周期 T_s 小很多, 路径时延 τ_i 就可以近似为 $\hat{\tau}$ 。那么, 式 (1.36) 可以表示为

$$h(t, \tau) = h(t) \delta(t - \hat{\tau}) \quad (1.37)$$

其中, $h(t) = \sum_{i=1}^I C_i e^{-j\phi_i(t)}$ 。假设 $x(t) = 1$, 则通频带接收信号 $\tilde{y}(t)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \operatorname{Re} [y(t) e^{j2\pi f_c t}] \\ &= \operatorname{Re} [\{h_l(t) + jh_Q(t)\} e^{j2\pi f_c t}] \\ &= h_l(t) \cos 2\pi f_c t - h_Q(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (1.38)$$

其中, $h_l(t)$ 和 $h_Q(t)$ 分别是 $h(t)$ 的同相和正交分量:

$$h_l(t) = \sum_{i=1}^I C_i \cos \phi_i(t) \quad (1.39)$$

$$h_Q(t) = \sum_{i=1}^I C_i \sin \phi_i(t) \quad (1.40)$$

假设 I 足够大, 由中心极限定理可知, 式 (1.39) 和式 (1.40) 中的 $h_l(t)$ 和 $h_Q(t)$ 可以分别近似为高斯随机变量。因此, 经过具有大量散射分量的多径信道后, 接收信号的幅度 $\tilde{y}(t) = \sqrt{h_l^2(t) + h_Q^2(t)}$ 服从瑞利分布。对 $\tilde{y}(t)$ 的自相关函数进行傅里叶变换, 得到衰落过程的功率谱密度 (PSD) [12]:

$$S_{\tilde{y}\tilde{y}}(f) = \begin{cases} \frac{Q_p}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}}, & |f - f_c| \leq f_m \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1.41)$$

其中, $Q_p = E\{h_l^2(t)\} + E\{h_Q^2(t)\} = \sum_{i=1}^I C_i^2$ 。式 (1.41) 中的功率谱密度常被称为经典多普勒谱。

此外, 如果有一部分散射分量明显强于其他分量, 那么衰落过程将不再服从瑞利分布。在这种情况下, 接收信号的幅度 $\tilde{y}(t) = \sqrt{h_l^2(t) + h_Q^2(t)}$ 服从莱斯分布, 相应的衰落过程称为莱斯衰落。通常, 最强的散射分量对应于 LOS 分量 (也称镜像分量)。除了 LOS 分量外, 其他分量都视为非视线 (Non-line-of-sight, NLOS) 分量 (也称散射分量)。令 $\tilde{p}(\theta)$ 表示散射分量的 AoA 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF), θ_0 表示反射后的镜像分量到达角, 那么所有分量的 AoA 的 PDF 为

$$p(\theta) = \frac{1}{K+1} \tilde{p}(\theta) + \frac{K}{K+1} \delta(\theta - \theta_0) \quad (1.42)$$

其中, K 是莱斯因子, 定义为镜像分量功率 c^2 和散射分量功率 $2\sigma^2$ 之比:

$$K = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (1.43)$$

在下一节中, 我们将讨论如何计算以上衰落过程的概率密度, 这样有利于生成瑞利衰落和莱斯衰落。

2. 衰落信道的生成

总的来说，无论室内或者室外信道，任何无线信道的传播环境都服从 LOS 或 NLOS。从上一节中可知，LOS 环境中接收信号的 PDF 服从莱斯分布，而 NLOS 环境中接收信号的 PDF 服从瑞利分布。图 1.12 描述了 LOS 和 NLOS 环境。

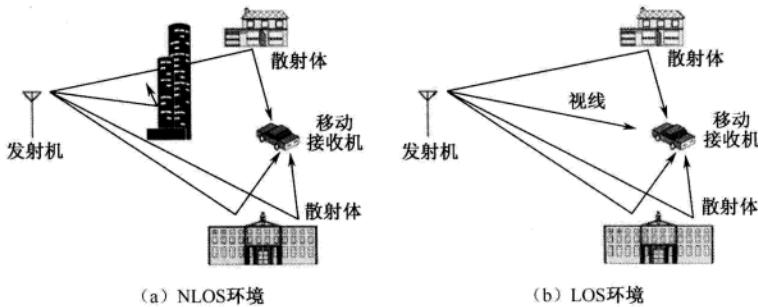


图 1.12 NLOS 和 LOS 传播环境

无线信道传播环境中的接收信号可以认为是来自无穷多个散射体的信号总和。根据中心极限定理，可以用一个高斯随机变量来表示接收信号。换句话说，在图 1.12 所示的衰落环境中，无线信道可以由一个复高斯随机变量 $W_1 + jW_2$ 表示，其中 W_1 和 W_2 是均值为 0、方差为 σ^2 的独立同分布的 (i.i.d.) 高斯随机变量。令 X 表示复高斯随机变量 $W_1 + jW_2$ ，其幅度为 $X = \sqrt{W_1^2 + W_2^2}$ 。 X 是瑞利随机变量，其 PDF 为

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (1.44)$$

其中， $2\sigma^2 = E\{X^2\}$ 。此外， X^2 为卡方随机变量 (χ^2)。

下面，我们将讨论如何产生瑞利随机变量 X 。首先，通过 MATLAB 内置函数 `randn` 产生均值为 0、方差为 1 的两个 i.i.d. 高斯随机变量 Z_1 和 Z_2 。瑞利随机变量 X [其 PDF 由式 (1.44) 给出] 为

$$X = \sigma \cdot \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} \quad (1.45)$$

其中， $Z_1 \sim \mathcal{N}(0,1)$ ， $Z_2 \sim \mathcal{N}(0,1)$ ¹。一旦通过内置函数“`randn`”产生 Z_1 和 Z_2 ，就可以由式 (1.45) 产生平均功率为 $E\{X^2\} = 2\sigma^2$ 的瑞利随机变量 X 。

存在强路径的 LOS 环境中，强路径不会因反射、绕射和散射引起任何损耗，因此接收信号的幅度可以表示为 $X = c + W_1 + jW_2$ 。其中， c 表示 LOS 分量； W_1 和 W_2 是两个 i.i.d. 高斯随机变量，其均值为 0，方差为 σ^2 。 X 服从莱斯分布，其 PDF 为

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+c^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xc}{\sigma^2}\right) \quad (1.46)$$

其中， $I_0(\cdot)$ 为第一类修正的零阶贝塞尔函数。可以用式 (1.43) 中的莱斯因子 K 重新表示式 (1.46)。在不存在 LOS 分量的情况下 (即 $K = 0$)，式 (1.46) 简化为式 (1.44)，相当于在 NLOS 环境中

¹ $\mathcal{N}(m, \sigma^2)$ 表示均值为 m 、方差为 σ^2 的实高斯 (正态) 随机变量。

瑞利衰落的 PDF。当 K 增大时, 式 (1.46) 趋于高斯的 PDF。通常, 对于瑞利衰落信道来说 $K \approx -40$ dB, 对于高斯信道来说 $K > 15$ dB。在 LOS 环境中, 以反射方式到达的第一条路径通常被建模为莱斯衰落信道。

运行程序 1.8 (“plot_Ray_Ric_channel.m”) 可以得到图 1.13, 该程序通过调用程序 1.9 (“Ray_model”) 和程序 1.10 (“Ric_model”) 分别产生瑞利衰落信道和莱斯衰落信道。由图 1.13 可以看出, 莱斯分布在 $K = -40$ dB 和 $K = 15$ dB 时分别接近于瑞利分布和高斯分布。

有关无线信道传播和衰落的其他信息参见文献[17~22]。

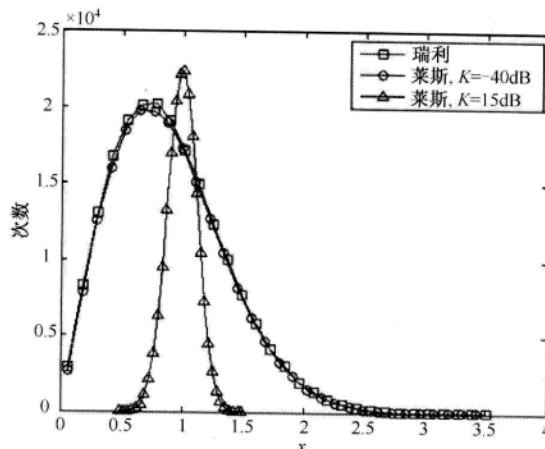


图 1.13 瑞利衰落和莱斯衰落信道的分布

MATLAB 程序: 瑞利衰落和莱斯衰落信道

程序 1.8 “plot_Ray_Ric_channel.m”, 产生瑞利衰落和莱斯衰落信道

```
% plot_Ray_Ric_channel.m
clear, clf
N = 200000;
level = 30;
K_dB = [-40 15];
Rayleigh_ch = zeros(1,N);
Rician_ch = zeros(2,N);
gss = ['k-s'; 'b-o'; 'r-^'];
% 瑞利模型
Rayleigh_ch = Ray_model(N);
[temp,x] = hist(abs(Rayleigh_ch(1,:)), level);
plot(x, temp, gss(1,:)), hold on
% 莱斯模型
for i = 1 : length(K_dB)
    Rician_ch(i,:) = Ric_model(K_dB(i), N);
    [temp x] = hist(abs(Rician_ch(i,:)), level);
    plot(x, temp, gss(i+1, :))
end
```

```

end
xlabel('x'), ylabel('Occurance')
legend('Rayleigh', 'Rician, K=-40dB','Rician, K=15dB')

```

程序 1.9 “Ray_model”，瑞利衰落信道模型

```

function H = Ray_model(L)
% 瑞利信道模型
% 输入:
%       L : 信道实现数
% 输出:
%       H : 信道向量
H = (randn(1,L)+j*randn(1,L))/sqrt(2);

```

程序 1.10 “Ric_model”，莱斯衰落信道模型

```

function H = Ric_model(K_dB,L)
% 莱斯信道模型
% 输入:
%       K_dB : K 因子[dB]
%       L     : 信道实现数
% 输出:
%       H     : 信道向量
K = 10^(K_dB/10);
H = sqrt(K/(K+1)) + sqrt(1/(K+1))*Ray_model(L);

```

第2章

SISO 信道模型

在第1章中，我们已经研究了无线信道的大尺度衰落特点，包括路径损耗和阴影衰落。此外，我们还介绍了信道的基本特点，如时延扩展和相干时间，而这些特点对于描述短期的衰落特性是非常有帮助的。为了建立一个在某种特定环境下准确的信道模型，我们必须充分掌握有关反射体特点的知识，包括它们的位置和运动，以及在特定时间内反射信号的功率。在实际中，像这样完全的特性描述是不可能实现的，所以我们求助于某种特定的信道模型，而这种特定的信道模型可以表示某种给定环境下典型的或平均的信道情况。信道模型能够随着接收机和发射机天线配置的改变而改变，即取决于单天线系统或多天线系统。特别地，在MIMO系统的研究过程中，需要一个完全不同的信道模型来捕获其空-时特点（即多接收天线和多发射天线中不同路径之间的相关性）。在这一章中，我们研究不同环境下的SISO信道模型，主要考虑在室内和室外两种环境中SISO系统的短期衰落信道模型。在第3章中，我们将单独讨论MIMO信道模型。

2.1 室内信道模型

室内信道对应于建筑物内的小范围覆盖区域，如办公室和商场。在这种被墙围住的环境中，功率方位谱（Power Azimuth Spectrum, PAS）趋于均匀分布（即能够接收到来自不同方向的具有相同功率的散射分量）。由于终端在建筑内的移动速度极低，可以认为信道是趋于静止的。然而，即使在室内信道环境中，信道条件也会随着时间位置的改变而改变，这仍需要用功率时延分布（PDP）来描述信道的时延和平均功率。总之，静态信道是指对于给定的时间和位置，信道条件在数据传输的周期内不变。而在时变的环境中，即使移动台静止不动，发射机或者接收机周围的散射体（障碍物或人）仍然在动。在无线数字通信系统中，信号强度的时变程度与符号的周期有关。换句话说，当信号强度在一个符号周期内随时间的波动程度较小时，可以认为信道环境是静态的。这种特殊情况被称做准静态信道环境。实际上，对室内信道进行建模时，通常假设信道为静态或者准静态的。在这一节中，我们将讨论室内信道模型，以解决静态或者准静态信道环境下的多径时延问题。

2.1.1 一般室内信道模型

在这一小节中，我们考虑两种最常用的室内信道模型：2-径模型和指数模型。在2-径模型中，

有两条射线，一条是具有零时延 ($\tau_0 = 0$) 的直射路径，另一条是时延 $\tau_1 > 0$ 的反射路径，两条路径的功率相同[如图 2.1 (a) 所示的 PDP]。在这个模型中，最大过量时延为 $\tau_m = \tau_1$ ，而平均过量时延 $\bar{\tau}$ 可由 $\bar{\tau} = \tau_1 / 2$ 来计算。在这种情况下，RMS 时延与平均过量时延相等，即 $\bar{\tau} = \sigma_{\tau} = \tau_1 / 2$ 。换句话说，第二条路径的时延是决定这一特殊模型的唯一参数。由于相对简便，2-径模型在实际中的应用较为广泛。但它不够精确，因为在实际应用中第二条路径的幅度通常要比第一条路径小得多。只有第一条路径有明显损耗时，才可以采用 2-径模型。

在指数模型中，信道的平均功率随着信道的时延按指数规律递减：

$$P(\tau) = \frac{1}{\sigma_{\tau}} e^{-\tau/\sigma_{\tau}} \quad (2.1)$$

其中， σ_{τ} 为决定 PDP 的唯一参数。图 2.1 (b) 给出了指数模型的一个典型 PDP。对于室内信道环境，这种模型更为实用。在指数信道模型中，平均过量时延和 RMS 时延扩展相等，即 $\bar{\tau} = \sigma_{\tau}$ ， $\bar{\tau} = \sigma_{\tau} = \tau_1$ 。此外，最大过量时延为

$$\tau_m = -\sigma_{\tau} \ln A \quad (2.2)$$

其中， A 为不可忽视的路径功率与第一路径功率之比，即 $A = P(\tau_m)/P(0) = \exp(-\tau_m/\sigma_{\tau})$ 。利用采样周期为 T_s 的离散时间模型，可以将式 (2.1) 表示为

$$P(p) = \frac{1}{\sigma_{\tau}} e^{-pT_s/\sigma_{\tau}}, \quad p = 0, 1, \dots, p_{\max} \quad (2.3)$$

其中， p 为离散时间编号， p_{\max} 为最后一条路径的编号， $p_{\max} = \lfloor \tau_m/T_s \rfloor$ 。在式 (2.3) 中，PDP 的总功率可以表示为

$$P_{\text{total}} = \sum_{p=0}^{p_{\max}} P(p) = \frac{1}{\sigma_{\tau}} \frac{1 - e^{-(p_{\max}+1)T_s/\sigma_{\tau}}}{1 - e^{-T_s/\sigma_{\tau}}} \quad (2.4)$$

为了归一化式 (2.4) 中的总功率，将式 (2.3) 修改为

$$P(p) = P(0) e^{-pT_s/\sigma_{\tau}}, \quad p = 0, 1, \dots, p_{\max} \quad (2.5)$$

其中， $P(0)$ 为第一路径的功率，通过式 (2.4) 和式 (2.5) 可得 $P(0) = 1/(P_{\text{total}} \cdot \sigma_{\tau})$ 。

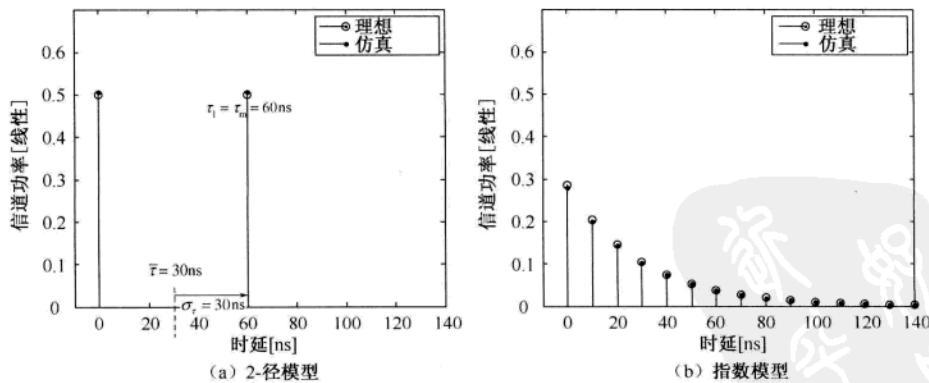


图 2.1 2-径模型与指数模型

运行程序 2.1 (“plot_2ray_exp_model.m”) 可以得到图 2.1 (a) 和图 2.1 (b)。该程序调用程序 1.9 (“Ray_model”), 通过 10000 次信道实现得到 2-径模型，如图 2.1 (a) 所示；利用程序 2.2 (“exp_PDP”) 得到指数模型，如图 2.1 (b) 所示。其中，RMS 时延扩展为 30 ns，采样周期为 10 ns。

MATLAB 程序：一般室内信道模型

程序 2.1 “plot_2ray_exp_model.m”，绘制 2-径信道模型和指数模型

```
% plot_2ray_exp_model.m
clear, clf
scale = 1e-9;           % 纳秒
Ts = 10*scale;          % 采样时间
t_rms = 30*scale;        % RMS 时延扩展
num_ch = 10000;          % 信道数
% 2-径模型
pow_2 = [0.5 0.5];
delay_2 = [0 t_rms*2]/scale;
H_2 = Ray_model(num_ch).'*sqrt(pow_2);
avg_pow_h_2 = mean(H_2.*conj(H_2));
subplot(221)
stem(delay_2,pow_2), hold on
stem(delay_2,avg_pow_h_2,'r.')
xlabel('Delay[ns]'), ylabel('Channel Power[linear]')
title('Ideal PDP and simulated PDP of 2-ray model')
legend('Ideal', 'Simulation')
axis([0 140 0 0.7])
% 指数模型
pow_e = exp_PDP(t_rms,Ts);
delay_e = (0:length(pow_e)-1)*Ts/scale;
for i = 1 : length(pow_e)
    H_e(:, i) = Ray_model(num_ch).'*sqrt(pow_e(i));
end
avg_pow_h_e = mean(H_e.*conj(H_e));
subplot(222)
stem(delay_e,pow_e), hold on
stem(delay_e, avg_pow_h_e, 'r.')
xlabel('Delay[ns]'), ylabel('Channel Power[linear]')
title('Ideal PDP and simulated PDP of exponential model')
legend('Ideal', 'Simulation')
axis([0 140 0 0.7])
```

程序 2.2 “exp_PDP”，产生指数 PDP

```
function PDP = exp_PDP(tau_d,Ts,A_dB,norm_flag)
% 指数 PDP 生成器
% 输入:
%     tau_d      : RMS 时延扩展[s]
%     Ts        : 采样时间[s]
%     A_dB      : 最小的不可忽略的功率[dB]
%     norm_flag : 归一化总功率为 1
```

```

%   输出:
%       PDP      : PDP 向量
if nargin < 4, norm_flag = 1; end    % 归一化
if nargin < 3, A_dB = -20; end      % 20dB 以下
sigma_tau = tau_d;
A = 10^(A_dB/10);
lmax = ceil(-tau_d*log(A)/Ts);    % 式(2.2)
% 计算功率归一化的归一化因子
if norm_flag
    p0 = (1-exp(-Ts/sigma_tau))/(1-exp(-(lmax+1)*Ts/sigma_tau)); % 式(2.4)
else
    p0 = 1/sigma_tau;
end
% 指数 PDP
l = 0 : lmax;
PDP = p0*exp(-l*Ts/sigma_tau);    % 式(2.5)

```

2.1.2 IEEE 802.11 信道模型

IEEE 802.11b 任务组采纳了指数模型来代表 2.4 GHz 的室内信道^[23]。它的 PDP 服从 2.1.1 节中的指数模型。可以用有限脉冲响应 (Finite Impulse Response, FIR) 滤波器的输出表示信道脉冲响应。将每一个信道抽头建模为独立的复高斯随机变量，其功率服从指数的 PDP，每一抽头的时间编号取值为采样周期的整数倍。最大的路径数由 RMS 时延扩展 σ_r 和采样周期 T_s 共同决定：

$$p_{\max} = \left\lceil \frac{10 \cdot \sigma_r}{T_s} \right\rceil \quad (2.6)$$

假设第 p 个信道抽头的功率均值为 0，方差为 $\sigma_p^2/2$ ，其脉冲响应可以表示为

$$h_p = Z_1 + j \cdot Z_2, \quad p = 0, 1, \dots, p_{\max} \quad (2.7)$$

其中， Z_1 和 Z_2 为独立同分布的高斯随机变量，即 $Z_i \sim \mathcal{N}(0, \sigma_p^2/2)$, $i = 1, 2$ 。

在指数模型中，通过不可忽略的最小功率的路径来计算最大过量时延；而在 IEEE 802.11 信道模型中，最大过量时延固定为 RMS 时延扩展的 10 倍。在这种情况下，每个信道抽头的功率为

$$\sigma_p^2 = \sigma_0^2 e^{-pT_s/\sigma_r} \quad (2.8)$$

其中， σ_0^2 为第一个抽头的功率。为了保证平均接收功率等于 1，第一个抽头的功率取值为

$$\sigma_0^2 = \frac{1 - e^{-T_s/\sigma_r}}{1 - e^{-(p_{\max}+1)T_s/\sigma_r}} \quad (2.9)$$

在 IEEE 802.11 信道模型中，采样周期 T_s 至少应为 $1/4\sigma_r$ 。

运行程序 2.3 (“plot_IEEE80211_model.m”) 得到图 2.2。图 2.2 显示了 IEEE 802.11 信道模型的信道平均功率和信道频率响应。该程序调用程序 1.9 (“Ray_model”) 和程序 2.4 (“IEEE 802_11_model”)。程序 1.9 产生 10000 次瑞利信道实现。在程序 2.4 中，取 $\sigma_r = 25 \text{ ns}$, $T_s = 50 \text{ ns}$ 。在这个例子中，RMS 时延扩展较小，因此在频域中的功率变化范围最大为 15 dB，说明信道的频率选择性不是很显著。

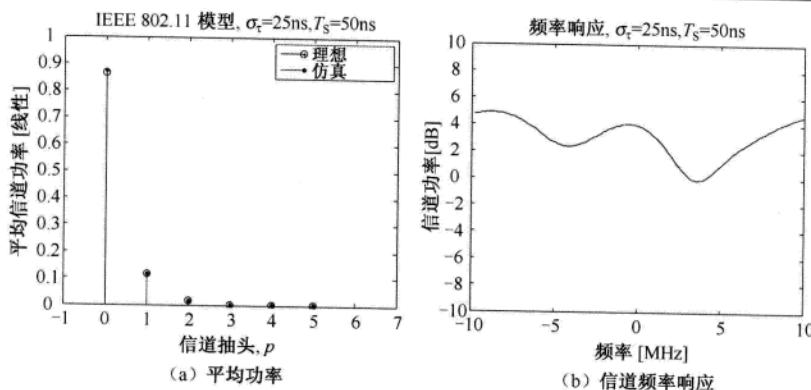


图 2.2 IEEE 802.11 信道模型

MATLAB 程序: IEEE 802.11 信道模型

程序 2.3 “plot_IEEE80211_model.m”, 绘制 IEEE 802.11 信道模型

```
% plot_IEEE80211_model.m
clear, clf
scale = 1e-9; % 纳秒
Ts = 50*scale; % 采样时间
t_rms = 25*scale; % RMS 时延扩展
num_ch = 10000; % 信道数
N = 128; % FFT 尺寸
PDP = IEEE802_11_model(t_rms,Ts);
for k = 1 : length(PDP)
    h(:,k) = Ray_model(num_ch).*sqrt(PDP(k));
    avg_pow_h(k) = mean(h(:,k).*conj(h(:,k)));
end
H = fft(h,1:N);
subplot(221)
stem([0:length(PDP)-1],PDP,'ko'), hold on
stem([0:length(PDP)-1],avg_pow_h,'k.')
xlabel('channel tap index, p')
ylabel('Average Channel Power[linear]')
title('IEEE 802.11 Model, \sigma_\tau=25ns, T_S=50ns')
legend('Ideal','Simulation'); axis([-1 7 0 1])
subplot(222)
plot([-N/2+1:N/2]/N/Ts/10^6,10*log10(H.*conj(H)),'k-')
xlabel('Frequency[MHz]'), ylabel('Channel power[dB]')
title('Frequency response, \sigma_\tau=25ns, T_S=50ns')
```

程序 2.4 “IEEE 802_11_model”, IEEE 802.11 信道模型

```
function PDP = IEEE 802_11_model(sigma_tau,Ts)
% IEEE 802.11 信道模型 PDP 生成器
% 输入:
% sigma_tau : RMS 时延扩展
```

```

%      Ts      : 采样时间
% 输出:
%      PDP      : 功率时延分布
lmax = ceil(10*sigma_tau/Ts); % 式(2.6)
sigma02 = (1-exp(-Ts/sigma_tau))/(1-exp(-(lmax+1)*Ts/sigma_tau)); % 式(2.9)
l = 0 : lmax;
PDP = sigma02*exp(-l*Ts/sigma_tau); % 式(2.8)

```

2.1.3 Saleh-Valenzuela 信道模型

通过对室内信道的大量测量,可以将多径时延分量的到达过程建模为泊松过程。更具体地, Saleh 和 Valenzuela 通过对室内信道的测量,发现时延分布中存在多簇现象,而且每一簇中又有多条射线。在此基础上,他们提出了一个新的信道模型,称之为 Saleh-Valenzuela (S-V) 信道模型^[24]。

图 2.3 显示了具有多簇的 S-V 信道模型,其中每一簇对应一组射线。每一簇以及每一簇内射线的到达时间都服从泊松过程。因此,每一路径的时延不是采样周期的整数倍,而是任意大小。更具体地,记第 m 簇中第一条射线的到达时间为 T_m ,将其建模为平均到达率为 Λ 的泊松过程,而每一簇内其他射线的到达时间是平均到达率为 λ 的泊松过程。可以证明簇间到达时间的分布和簇内射线间到达时间的分布分别服从下面的指数分布:

$$f_{T_m}(T_m | T_{m-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_m - T_{m-1})], \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.10)$$

$$f_{\tau_{r,m}}(\tau_{r,m} | \tau_{(r-1),m}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{r,m} - \tau_{(r-1),m})], \quad r = 1, 2, \dots \quad (2.11)$$

其中, $\tau_{r,m}$ 表示第 m 簇中第 r 条射线的到达时间。在式 (2.10) 和式 (2.11) 中, 第 m 簇的第一条射线的到达时间 $\tau_{0,m}$ 被定义为第 m 簇的到达时间 T_m , 即 $\tau_{0,m} = T_m$ 。令 $\beta_{r,m}$ 和 $\theta_{r,m}$ 分别表示第 m 簇中第 r 条射线的振幅和相位,则信道脉冲响应可以表示为

$$h(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{r=0}^{\infty} \beta_{r,m} e^{j\theta_{r,m}} \delta(t - T_m - \tau_{r,m}) \quad (2.12)$$

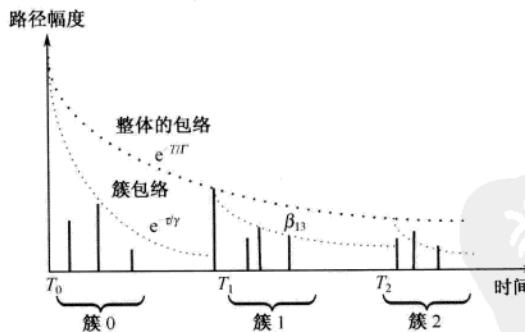


图 2.3 Saleh-Valenzuela 信道模型

其中, $\theta_{r,m}$ 为服从 $[0, 2\pi]$ 上均匀分布的随机变量; $\beta_{r,m}$ 为服从独立瑞利分布的随机变量,其 PDF 为

$$f_{\beta_{r,m}}(\beta_{r,m}) = \left(2 \beta_{r,m} / \overline{\beta_{r,m}^2}\right) e^{-\beta_{r,m}^2 / \overline{\beta_{r,m}^2}} \quad (2.13)$$

在式 (2.13) 中, $\overline{\beta_{r,m}^2}$ 为第 m 簇中第 r 条射线的平均功率,由下式给定:

$$\overline{\beta_{r,m}^2} = \overline{\beta_{0,0}^2} e^{-T_m/\Gamma} e^{-\tau_{r,m}/\gamma} \quad (2.14)$$

其中, Γ 和 γ 分别表示簇和射线中指数功率衰减的时间常数, $\overline{\beta_{0,0}^2}$ 表示第一簇中第一条射线的平均功率。

如图 2.3 所示, S-V 信道模型是双指数时延模型, 其中簇的平均功率按照式 (2.14) 中的 $e^{-T_m/\Gamma}$ 呈指数衰减, 而每一簇中的射线平均功率按照式 (2.14) 中的 $e^{-\tau_{r,m}/\gamma}$ 呈指数衰减。一旦给定第一簇中第一条射线的平均功率 $\overline{\beta_{0,0}^2}$, 就可以由式 (2.14) 确定剩余射线的平均功率, 然后通过式 (2.13) 得到瑞利信道系数。不失一般性, 在不考虑路径损耗的情况下, 将第一簇中第一射线的平均功率设为 1。在式 (2.12) 中, 即使信道脉冲响应有无数的簇和射线, 但是在实际中也只能有有限的不可忽略的簇和射线。因此, 我们限定簇和射线的数量分别为 M 和 R 。此外, 可以在式 (2.12) 中引入对数正态随机变量 X ($20 \log_{10}(X) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$), 以反映长期衰落的影响:

$$h(t) = X \sum_{m=0}^M \sum_{r=0}^R \beta_{r,m} e^{j\theta_{r,m}} \delta(t - T_m - \tau_{r,m}) \quad (2.15)$$

运行程序 2.5 (“plot_SV_model_ct.m”) 得到图 2.4。程序 2.5 调用程序 2.6 (“SV_model_ct”) 来产生 S-V 信道模型, 其中 $\Lambda = 0.0233$, $\lambda = 2.5$, $\Gamma = 7.4$, $\gamma = 4.3$, $\sigma_x = 3 \text{ dB}$ 。图 2.4 (a) 和图 2.4 (b) 分别显示了簇和射线到达时间的分布, 包括仿真结果和理论分析的对比, 其中第 m 簇的到达时间 T_m 和第 m 簇中第 r 条射线的到达时间 $\tau_{r,m}$ 分别根据式 (2.10) 和式 (2.11) 以指数形式产生。图 2.4 (c) 显示了 S-V 信道的信道脉冲响应。图 2.4 (d) 显示了信道功率的分布, 通过 1000 次信道实现获得, 从图中可以清楚地看出信道功率服从对数正态分布。

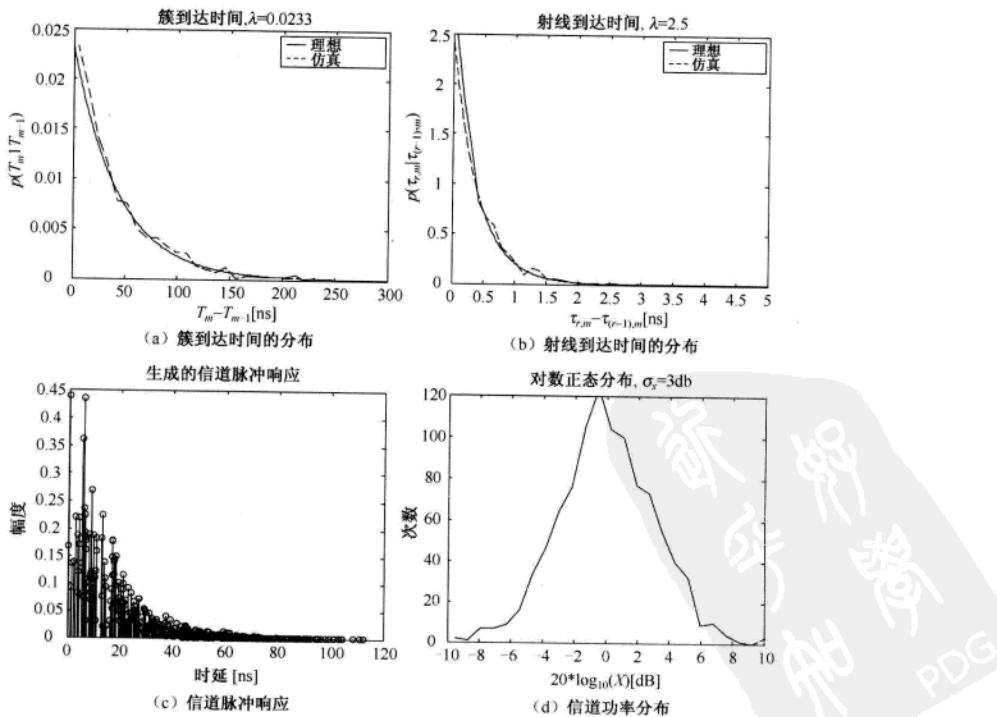


图 2.4 Saleh-Vaienzuela 信道模型

MATLAB程序: S-V信道模型

程序2.5“plot_SV_model_ct.m”,绘制Saleh-Valenzuela信道模型

```
% plot_SV_model_ct.m
clear, clf, close all
Lam = 0.0233;
lambda = 2.5;
Gam = 7.4;
gamma = 4.3;
N = 1000; % 信道数
power_nom = 1; % 第一族第一射线的功率
std_shdw = 3; % 对数阴影衰落的标准差
t1 = 0 : 300;
t2 = 0 : 0.01 : 5;
p_cluster = Lam*exp(-Lam*t1); % 理想的指数PDF
h_cluster = exprnd(1/Lam,1,N); % 产生随机数
[n_cluster x_cluster] = hist(h_cluster,25); % 得到分布
subplot(221)
plot(t1,p_cluster,'k'), hold on
plot(x_cluster,n_cluster*p_cluster(1)/n_cluster(1),'k:'); % 画图
legend('Ideal','Simulation')
title(['Distribution of Cluster Arrival Time, \Lambda = ', num2str(Lam)])
xlabel('T_m-T_{m-1} [ns]', ylabel('p(T_m|T_{m-1})'))
p_ray = lambda*exp(-lambda*t2); % 理想的指数PDF
h_ray = exprnd(1/lambda,1,1000); % 生成随机数
[n_ray,x_ray] = hist(h_ray,25); % 得到分布
subplot(222)
plot(t2,p_ray,'k'), hold on
plot(x_ray,n_ray*p_ray(1)/n_ray(1),'k:'); % 画图
legend('Ideal','Simulation')
title(['Distribution of Ray Arrival Time, \lambda = ', num2str(lambda)])
xlabel('tau_{r,m}-tau_{(r-1),m} [ns]', ylabel('p(tau_{r,m})|tau_{(r-1),m}'))
[h,t,t0,np] = SV_model_ct(Lam,lambda,Gam,gamma,N,power_nom,std_shdw);
subplot(223)
stem(t(1:np(1),1),abs(h(1:np(1),1)),'ko')
title('Generated Channel Impulse Response')
xlabel('delay[ns]', ylabel('Magnitude'))
X = 10.^((std_shdw*randn(1,N)./20);
[temp,x] = hist(20*log10(X),25);
subplot(224)
plot(x,temp,'k-')
axis([-10 10 0 120])
title(['Log-normal Distribution, \sigma_X = ', num2str(std_shdw), 'dB'])
xlabel('20*log10(X)[dB]', ylabel('Occasion'))
```

程序 2.6 “SV_model_ct”, Saleh-Valenzuela 信道模型^[25]

```

function [h,t,t0,np] = SV_model_ct(Lam, lam, Gam, gam, num_ch, b002, sdi, nlos)
% S-V 信道模型
% 输入
% Lam : 簇到达率 [GHz](每纳秒的平均簇数量)
% lam : 射线到达率 [GHz](每纳秒的平均射线数量)
% Gam : 簇衰减因子 (时间常量, 纳秒)
% gam : 射线衰减因子 (时间常量, 纳秒)
% num_ch : 产生随机信道实现的数量
% b002 : 第一簇中第一射线的功率
% sdi : 整个脉冲响应的阴影衰落的标准差 [dB]
% nlos : 用于描述产生 NLOS 信道的标志
% 输出
% h: num_ch 列的矩阵, 每一列表示信道模型(脉冲响应)的一个随机实现
% t: 信道(路径)所在时刻(纳秒), 路径的幅度存于 h 中
% t0: 对于每一次实现, 第一簇的到达时间
% np: 对于每一次实现的路径数
% 由(t(1:np(k),k), h(1:np(k),k))给出第 k 个信道脉冲响应的实现
if nargin < 8    % LOS 环境
    nlos = 0;
end
if nargin < 7    % 0dB
    sdi = 0;
end
if nargin < 6    % 第一簇的第一条射线的功率
    b002 = 1;
end
h_len = 1000;
for k = 1 : num_ch    % 按照信道数循环
    tmp_h = zeros(h_len,1);
    tmp_t = zeros(h_len,1);
    if nlos
        Tc = exprnd(1/Lam);
    else
        Tc = 0;    % 第一簇在时刻 0 到达
    end
    t0(k) = Tc;
    path_ix = 0;
    while (Tc < 10*Gam)    % 簇循环
        % 确定每一簇的射线到达
        Tr = 0;    % 定义第一条射线的到达时刻相对簇为 0
        while (Tr < 10*gam)    % 射线循环
            t_val = Tc + Tr;    % 该射线的到达时间
            % 射线功率, 式(2.14)
            bk12 = b002 * exp(-Tc/Gam) * exp(-Tr/gam);

```

```

r = sqrt(randn^2+randn^2)*sqrt(bk12/2);
h_val = exp(j*2*pi*rand)*r; % 均匀相位
path_ix = path_ix+1; % 该射线的行编号
tmp_h(path_ix) = h_val;
tmp_t(path_ix) = t_val;
Tr = Tr + exprnd(1/Lam); % 基于式(2.11)的到达时间
end
Tc = Tc + exprnd(1/lam); % 基于式(2.10)的簇到达时间
end
np(k)=path_ix; % 该次实现的射线(子径)数
[sort_tmp_t,sort_ix] = sort(tmp_t(1:np(k))); % 升序排列
t(1:np(k),k) = sort_tmp_t;
h(1:np(k),k) = tmp_h(sort_ix(1:np(k)));
% 对该次实现施加对数阴影衰落
fac = 10^(sdi*randn/20)/sqrt(h(1:np(k),k)*h(1:np(k),k));
h(1:np(k),k) = h(1:np(k),k)*fac; % 式(2.15)
end

```

2.1.4 UWB 信道模型

根据对室内宽带信道的测量, 我们发现尽管多径衰落幅度也显示出和 S-V 信道模型一样的簇现象, 但这些幅度服从对数正态分布或 Nakagami 分布, 而不是瑞利分布。基于这个结论, 通过修改 S-V 模型, 使多簇信号和每簇内的多径信号都服从独立的对数正态衰落, 由此人们提出了 SG3a UWB 多径模型^[25]。

UWB 多径信道模型中离散时间脉冲响应的第 i 个样本函数为

$$h_i(t) = X_i \sum_{m=0}^M \sum_{r=0}^R a_{r,m}^{(i)} \delta\left(t - T_m^{(i)} - \tau_{r,m}^{(i)}\right) \quad (2.16)$$

其中, X_i 、 $a_{r,m}^{(i)}$ 、 $T_m^{(i)}$ 和 $\tau_{r,m}^{(i)}$ 与式 (2.15) 中定义的一样, 用编号 i 来表示产生的第 i 个信道样本函数。为了描述简单, 在下面的讨论中将式 (2.16) 中的编号 i 省略掉。在 S-V 系统中, 簇和射线的到达时间分布分别由式 (2.10) 和式 (2.11) 的泊松过程表示。UWB 信道模型与 S-V 信道模型的不同之处在于, 它的簇和射线都服从独立的对数正态衰落, 而不是瑞利衰落。更具体地说, 其信道系数为

$$\alpha_{r,m} = p_{r,m} \xi_m \beta_{r,m} \quad (2.17)$$

其中, ξ_m 表示第 m 簇的对数正态衰落, 方差为 σ_1^2 ; $\beta_{r,m}$ 表示第 m 簇中第 r 射线的对数正态衰落, 方差为 σ_2^2 。在式 (2.17) 中, $p_{r,m}$ 为二值的离散随机变量, 表示因反射得到的任意一个取值相反的脉冲, 即等可能地取+1 或-1。在式 (2.12) 的 S-V 信道模型中, 信道系数的相位服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布。与之相比, UWB 信道模型的相位只能是 π 或 $-\pi$, 这使得 UWB 的信道系数为实数。注意, 由独立的对数正态随机变量 ξ_m 和 $\beta_{r,m}$ 的乘积, 给出每一射线的幅度。独立的对数正态随机变量的乘积仍是独立的对数正态随机变量, 所以信道系数 $|\xi_m \beta_{r,m}| = 10^{(\mu_{r,m} + z_1 + z_2)/20}$ 也服从对数正态分布, 即 $20 \log_{10}(\xi_m \beta_{r,m}) \sim \mathcal{N}(\mu_{r,m}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2)$, 其平均功率为

$$E\left[\left(\xi_m \beta_{r,m}\right)^2\right] = Q_0 e^{-T_m/\Gamma} e^{-\tau_{r,m}/\gamma} \quad (2.18)$$

其中, Q_0 表示第一簇中第一条射线的平均功率。第 m 簇中第 r 条射线的信道幅度的均值为

$$\mu_{r,m} = \frac{10 \ln(Q_0) - 10 T_m / \Gamma - 10 \tau_{r,m} / \gamma - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20}}{\ln(10)} \quad (2.19)$$

UWB 信道模型与 S-V 信道模型具有相同的信道参数, 如簇到达率 Λ 、射线到达率 λ 、簇衰减常数 Γ 、射线衰减常数 γ 、总体的多径阴影 (服从对数正态分布) 的标准差 σ_x ; 除此之外, 它还具有簇和射线幅度 (分别服从对数正态分布) 的标准差 σ_1 和 σ_2 。注意, 式 (2.16) 中多径信道 $h(t)$ 是一个实数。由于到达时间的任意性导致无法确定 UWB 的带宽, 在 UWB 信道仿真研究的过程中进行一些适当的修改 (如下变换和滤波) 是有必要的。为了与实际中的测量保持一致, 必须确定 UWB 信道模型的所有参数, 这些参数包括平均过量时延、RMS 时延扩展、峰值功率 10 dB 以内的显著路径数 (记为 NP_{10dB}) 和 PDP。

表 2.1 总结了 SG3a UWB 信道模型的 4 种方案 (CM1, CM2, CM3, CM4) 的参数和特点。根据传播距离以及是否存在 LOS 选择不同的信道模型方案。此处, NP (85%) 表示包含总能量 85% 时的路径数。CM1 和 CM2 是距离为 0~4 m, 分别基于 LOS 和 NLOS 环境下的测量结果得到的信道模型。CM3 是基于 NLOS 环境、距离为 4~10 m 的测量结果得到的信道模型。CM4 不针对任何真实的信道测量, 但通过专门设置长的 RMS 时延扩展, 实现对最坏情况下的 NLOS 环境建模。因为在 LOS 环境下处理的距离较小, CM1 显示出最佳的信道特性, 即具有短 RMS 时延扩展 (5.28 ns)。即使处理的距离与 CM1 相同, 由于是 NLOS 环境, CM2 显示出了较长的 RMS 时延扩展 (8.03 ns)。此外, 在 NLOS 环境下处理较长的距离, CM3 也显示出了较差的信道特性, RMS 时延扩展为 14.28 ns。

运行程序 2.7 (“plot_UWB_channel.m”) 可以得到图 2.5, 而程序 2.8 (“UWB_parameters”), 程序 2.9 (“convert_UWB_ct”) 和程序 2.10 (“UWB_model_ct”) 分别用于设置表 2.1 中列出的 UWB 信道参数、将时间连续的 UWB 信道转换为时间离散的 UWB 信道和产生一个 UWB 信道模型。图 2.5 显示了通过仿真 100 次 CM1 信道得到的 UWB 信道特性。此处, 采样周期设置为 167 ps。在目前的测量中, RMS 时延扩展大约为 5 ns, 与表 2.1 中 CM1 信道的目标值几乎一致。我们也可以对平均过量时延进行同样的观察。总之, 我们已经证实当前的信道模型已经很好地实现了目标信道的特性。

表 2.1 UWB 信道参数和模型特点^[25]

目标信道特点	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
平均过量时延 $\bar{\tau}$ (ns)	5.05	10.38	14.18	25
RMS 时延扩展 σ_r (ns)	5.28	8.03	14.28	25
NP_{10dB}	—	—	35	25
NP (85%)	24	36.1	61.54	25
模型参数				
Λ (1/ns)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/ns)	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ	7.1	5.5	14.00	24.00
γ	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_x (dB)	3	3	3	3

续表

目标信道特点	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
模型特点				
平均过量时延 $\bar{\tau}$ (ns)	5.0	9.9	15.9	30.1
RMS 时延扩展 σ_τ (ns)	5	8	15	25
NP _{10dB}	12.5	15.3	24.9	41.2
NP (85%)	20.8	33.9	64.7	123.3
信道能量均值 (dB)	-0.4	-0.5	0.0	0.3
信道能量 std (dB)	2.9	3.1	3.1	2.7

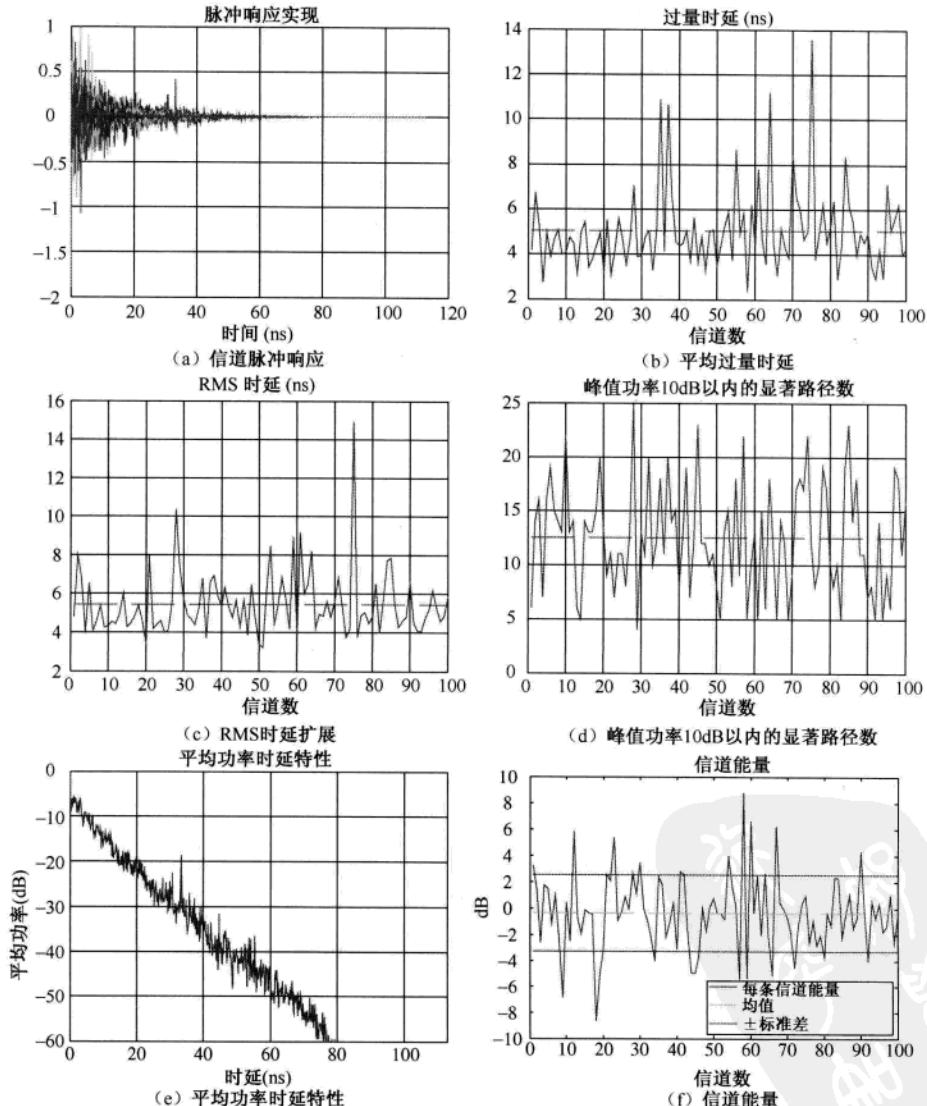


图 2.5 UWB信道的产生

MALAB 程序: UWB 信道模型

程序 2.7 “plot_UWB_channel.m”, 绘制 UWB 信道模型

```
% plot_UWB_channel.m
clear, clf
Ts = 0.167;           % 采样周期 (纳秒)
num_ch = 100;          % 生成的信道脉冲响应数
randn('state', 12);    % 为了再现, 设置函数的初始态
rand('state', 12);    % 为了再现, 设置函数的初始态
cm = 1;   % 信道模型编号: 1-4
% 根据信道模型编号, 得到信道模型的参数
[Lam, lam, Gam, gam, nlos, sdi, sdc, sdr] = UWB_parameters(cm);
% 得到一组 (脉冲响应) 实现
[h_ct, t_ct, t0, np] = UWB_model_ct(Lam, lam, Gam, gam, num_ch, nlos, sdi, sdc, sdr);
% 将连续时间结果转化为离散时间结果
[hN, N] = convert_UWB_ct(h_ct, t_ct, np, num_ch, Ts);
h = resample(hN, 1, N);    % 对 hN 的列进行 N 倍抽取
h = h*N;      % 对抽取过程施加的 1/N 加以校正
channel_energy = sum(abs(h).^2);    % 信道能量
h_len = size(h,1);
t = [0:(h_len-1)*Ts];  % 计算过量时延和 RMS 时延时使用
for k = 1 : num_ch
    % 确定过量时延和 RMS 时延
    sq_h = abs(h(:,k)).^2/channel_energy(k);
    t_norm = t - t0(k);    % 去除第一簇的随机到达时间
    excess_delay(k) = t_norm*sq_h;
    rms_delay(k) = sqrt((t_norm-excess_delay(k)).^2*sq_h);
    % 确定显著路径的数量 (峰值功率为 10 dB 以内的路径)
    temp_h = abs(h(:,k));
    threshold_dB = -10;    % dB
    temp_thresh = 10^(threshold_dB/20)*max(temp_h);
    num_sig_paths(k) = sum(temp_h>temp_thresh);
    % 确定显著路径的数量 (占信道总能量的 x %)
    temp_sort = sort(temp_h.^2);    % 按照能量的升序排列
    cum_energy = cumsum(temp_sort(end:-1:1));    % 累积的能量
    x = 0.85;
    index_e = min(find(cum_energy >= x*cum_energy(end)));
    num_sig_e_paths(k) = index_e;
end
energy_mean = mean(10*log10(channel_energy));
energy_stddev = std(10*log10(channel_energy));
mean_excess_delay = mean(excess_delay);
mean_rms_delay = mean(rms_delay);
mean_sig_paths = mean(num_sig_paths);
mean_sig_e_paths = mean(num_sig_e_paths);
```

```

temp_average_power = sum(h.*h)/num_ch;
temp_average_power = temp_average_power/max(temp_average_power);
average_decay_profile_DB = 10*log10(temp_average_power);
fprintf(1,['Model Parameters\n \Lam=%.4f, lam=%.4f, ...
Gam=%.4f, gam=%.4f\n NLOS flag=%d, ...
std_shdw=%.4f, td_ln_1=%.4f, td_ln_2%.4f\n'], ...
Lam, lam, Gam, gam, nlos, sdi, sdc, sdr);
fprintf(1,' Model Characteristics\n');
fprintf(1,' Mean delays: excess (tau_m) = %.1f ns, RMS (tau_rms) = %.1f\n',...
mean_excess_delay, mean_rms_delay);
fprintf(1,' # paths: NP_10dB = %.1f, NP_85%% = %.1f\n',...
mean_sig_paths, mean_sig_e_paths);
fprintf(1,' Channel energy: mean = %.1f dB, std deviation = %.1f dB\n',...
energy_mean, energy_stddev);
subplot(321)
plot(t,h), grid on
title('Impulse response realizations')
xlabel('Time [ns]')
subplot(322)
plot([1:num_ch], excess_delay, 'b-',[1 num_ch], mean_excess_delay*[1 1], 'r-');
title('Excess delay [ns]', grid on
xlabel('Channel number')
subplot(323)
plot([1:num_ch], rms_delay, 'b-',[1 num_ch], mean_rms_delay*[1 1], 'r-');
title('RMS delay [ns]', grid on
xlabel('Channel number')
subplot(324)
plot([1:num_ch], num_sig_paths, 'b-',[1 num_ch], mean_sig_paths*[1 1], 'r-');
title('Number of significant paths within 10 dB of peak')
xlabel('Channel number'), grid on
subplot(325)
plot(t,average_decay_profile_DB)
grid on
title('Average Power Decay Profile')
axis([0 t(end) -60 0])
xlabel('Delay (nsec)'), ylabel('Average power (dB)')
subplot(326)
figh = plot([1:num_ch],10*log10(channel_energy), 'b-',...
[1 num_ch], energy_mean*[1 1], 'g-', ...
[1 num_ch], energy_mean+energy_stddev*[1 1], 'r',...
[1 num_ch], energy_mean-energy_stddev*[1 1], 'r');
xlabel('Channel number'), ylabel('dB')
title('Channel Energy')
legend(figh, 'Per-channel energy', 'Mean', '\pm Std. deviation', 0)

```

程序 2.8 “UWB_parameters”，设置 UWB 信道模型的参数

```

function [Lam, lam, Gam, gam, nlos, sdi, sdc, sdr] = UWB_parameters(cm)
% 用于标准 UWB 信道模型的 S-V 模型的参数
% 输入:
%   cm=1 : 基于 TDC 对 LOS 0-4m 的测量
%   cm=2 : 基于 TDC 对 NLOS 0-4m 的测量
%   cm=3 : 基于 TDC 对 NLOS 4-10m 的测量
%   cm=4 : 25ns RMS 时延扩展的多径信道
% 输出:
%   Lam : 簇到达率 (每纳秒的簇数量)
%   lam : 射线到达率 (每纳秒的射线数量)
%   Gam : 簇衰减因子 (时间常数, 纳秒)
%   gam : 射线衰减因子 (时间常数, 纳秒)
%   nlos : NLOS 信道的标志
%   sdi : 整个脉冲响应的对数正态阴影的标准差
%   sdc : 簇衰落的对数正态随机变量的标准差
%   sdr : 射线衰落的对数正态随机变量的标准差
% 表 2.1:
tmp = 4.8/sqrt(2);
Tb2_1=[0.0233 2.5 7.1 4.3 0 3 tmp tmp;
        0.4 0.5 5.5 6.7 1 3 tmp tmp;
        0.0667 2.1 14 7.9 1 3 tmp tmp;
        0.0667 2.1 24 12 1 3 tmp tmp];
Lam = Tb2_1(cm,1); lam = Tb2_1(cm,2);
Gam = Tb2_1(cm,3); gam = Tb2_1(cm,4);
nlos= Tb2_1(cm,5); sdi = Tb2_1(cm,6);
sdc = Tb2_1(cm,7); sdr = Tb2_1(cm,8);

```

程序 2.9 “convert_UWB_ct”，将连续时间信道转换成离散时间信道

```

function [hN,N] = convert_UWB_ct(h_ct, t, np, num_channels, ts)
% 将连续时间的信道模型 h_ct 转换为 N 倍过采样的离散时间的采样值
% h_ct, t, np, num_channels 与 uwb_model 中的含义一样
% ts 是期望的时间分辨率
% hN 是以 ts/N 时间分辨率产生的
min_Nfs = 100; % GHz
N = max(1, ceil(min_Nfs*ts)); % N*fs = N/ts 是整数倍抽取前的中频采样频率
N = 2^nextpow2(N); % 取 N 为 2 的指数, 便于实现有效的多级抽取
Nfs = N/ts;
t_max = max(t(:)); % 所有信道中的最大时间值
h_len = 1 + floor(t_max * Nfs); % 在 ts/N 的时间采样数
hN = zeros(h_len,num_channels);
for k = 1 : num_channels
    np_k = np(k); % 在这一次信道中的路径数
    t_Nfs = 1 + floor(t(1:np_k,k) * Nfs); % 对这一次信道量化的时间向量
    for n = 1:np_k
        hN(t_Nfs(n),k) = hN(t_Nfs(n),k) + h_ct(n,k);
    end
end

```

```

end
end

```

程序 2.10 “UWB_model_ct”, 连续时间的 UWB 信道模型^[25]

```

function [h,t,t0,np] = UWB_model_ct(Lam, lam, Gam, gam, num_ch, nlos, sdi, sdc, sdr)
% IEEE 802.15.3a UWB 信道模型, 用于 PHY 提案的评估
% 改进的 S-V 信道模型的连续时间的实现
% 输入:
%   Lam : 簇到达率[GHz] (每纳秒的平均簇数量)
%   lam : 射线到达率[GHz] (每纳秒的平均射线数量)
%   Gam : 簇衰减因子 (时间常数, 纳秒)
%   gam : 射线衰减因子 (时间常数, 纳秒)
%   num_ch: 生成的随机实现的数量
%   nlos : 用于描述生成 NLOS 信道的标志
%   sdi : 整个脉冲响应的对数正态阴影的标准差
%   sdc : 对于簇衰落的对数正态随机变量的标准差
%   sdr : 对于射线衰落的对数正态随机变量的标准差
% 输出:
%   h : num_ch 列的矩阵, 每一列包含信道模型 (脉冲响应) 的一个随机实现
%   t : 信道 (路径) 所在时刻 (纳秒), 路径的幅度存于 h 中
%   t0 : 对于每一次实现, 第一簇的到达时间
%   np : 对于每一次实现的路径数
% 由(t(1:np(k),k),h(1:np(k),k))给出 kth 信道脉冲响应的实现
% 初始化
std_L = 1/sqrt(2*Lam);    % 簇到达间隔的标准差 (纳秒)
std_lam = 1/sqrt(2*lam);   % 射线到达间隔的标准差 (纳秒)
mu_const = (sdc^2+sdr^2)*log(10)/20; % 预先计算, 便于后面使用
h_len = 1000;
for k = 1:num_ch    % 按照信道数循环
    tmp_h = zeros(h_len,1);
    tmp_t = zeros(h_len,1);
    if nlos
        Tc = (std_L*randn)^2+(std_lam*randn)^2; % 第一簇随机到达
    else
        Tc = 0;    % 第一簇在时刻 0 到达
    end
    t0(k) = Tc;
    path_ix = 0;
    while (Tc<10*Gam)
        % 确定每一簇的射线到达
        Tr = 0;    % 定义第一条射线的到达时间, 相对簇来说为 0
        ln_xi = sdc*randn;    % 设置簇衰落
        while (Tr<10*gam)
            t_val = Tc+Tr; % 该射线的到达时间
            mu = (-10*Tc/Gam-10*Tr/gam)/log(10) - mu_const; % 式(2.19)
            ln_beta = mu + sdr*randn;

```

```

pk = 2*round(rand)-1;
h_val = pk*10^((ln_xi+ln_beta)/20);
path_ix = path_ix + 1; % 该射线的行编号
tmp_h(path_ix) = h_val;
tmp_t(path_ix) = t_val;
Tr = Tr + (std_lam*randn)^2 + (std_lam*randn)^2;
end
Tc = Tc + (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2;
end
np(k) = path_ix; % 该次实现的射线（路径）数
[sort_tmp_t,sort_ix] = sort(tmp_t(1:np(k))); % 按照时间的升序排列
t(1:np(k),k) = sort_tmp_t;
h(1:np(k),k) = tmp_h(sort_ix(1:np(k)));
% 对该次实现施加对数正态阴影
fac = 10^(sdi*randn/20)/sqrt(h(1:np(k),k)*h(1:np(k),k));
h(1:np(k),k) = h(1:np(k),k)*fac;
end

```

2.2 室外信道模型

与室内信道的静态或准静态的特点相反，室外信道受终端移动速度的影响，其典型特点是信道增益随时间的变化而变化。信道增益的时变特性依赖于移动台的速度，并且受多普勒谱的影响。多普勒谱决定了信道增益的时域相关性。在这一节中，我们将讨论当终端移动时，如何对时域相关信道的波动进行建模。此外，还将给出频率平坦和频率选择性室外信道模型的一些实现方法。

2.2.1 FWGN 信道模型

室外信道的特点主要由控制信道增益随时间变化的多普勒谱来描述。可以通过滤波后的高斯白噪声（Filtered White Gaussian Noise, FWGN）模型实现不同类型的多普勒谱。FWGN 模型是最流行的户外信道模型之一。Clarke/Gans 模型是一种基本的 FWGN 模型，根据如何在时域或频域实现多普勒滤波器，可以将 Clarke/Gans 模型修改为其他各种类型。我们首先讨论 Clarke/Gans 模型，然后讨论其在频域和时域的变体。

1. Clarke/Gans 模型

Clarke/Gans 模型是在以下假设条件下推导得到的：移动台周围的散射分量是均匀分布的，且每一分量的功率都相等^[26]。图 2.6 给出了 Clarke/Gans 模型的框图，其中有两个分支，一个是实部，另一个是虚部。在每个分支中，首先在频域产生一个复高斯噪声；然后通过一个多普勒滤波器，这样频域分量就符合多普勒频移；最后将这个经过多普勒频移后的高斯噪声通过 IFFT 模块变换为时域信号。由于 IFFT 模块的输出必须是实信号，所以 IFFT 模块的输入必须是共轭对称的。将输出的虚部和实部加起来，可以构建一个复信道增益，从而产生一个幅度服从瑞利分布的信道。

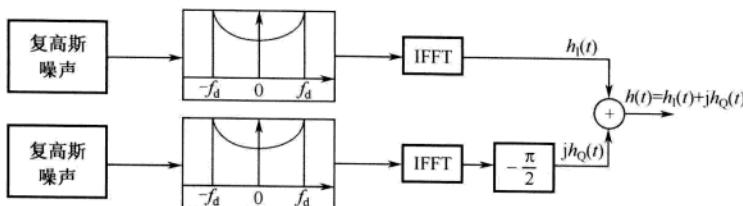


图 2.6 Clarke/Gans 模型的框图

图 2.7 显示了非频率选择性衰落信道的时域特点，其中最大多普勒频率 $f_m = 100 \text{ Hz}$ ，采样周期 $T_s = 50 \mu\text{s}$ 。从这些结果可以观察到信道增益是时变的，其幅度服从瑞利分布，相位服从均匀分布。当多普勒频率增加时，信道幅度的变化更加明显，这说明了快衰落的特点。

运行程序 2.11 (“plot_FWGN.m”) 可以得到图 2.7。该程序调用程序 2.12 (“FWGN_model”) 和程序 2.13 (“Doppler_spectrum”)，分别产生 FWGN 模型和多普勒谱。

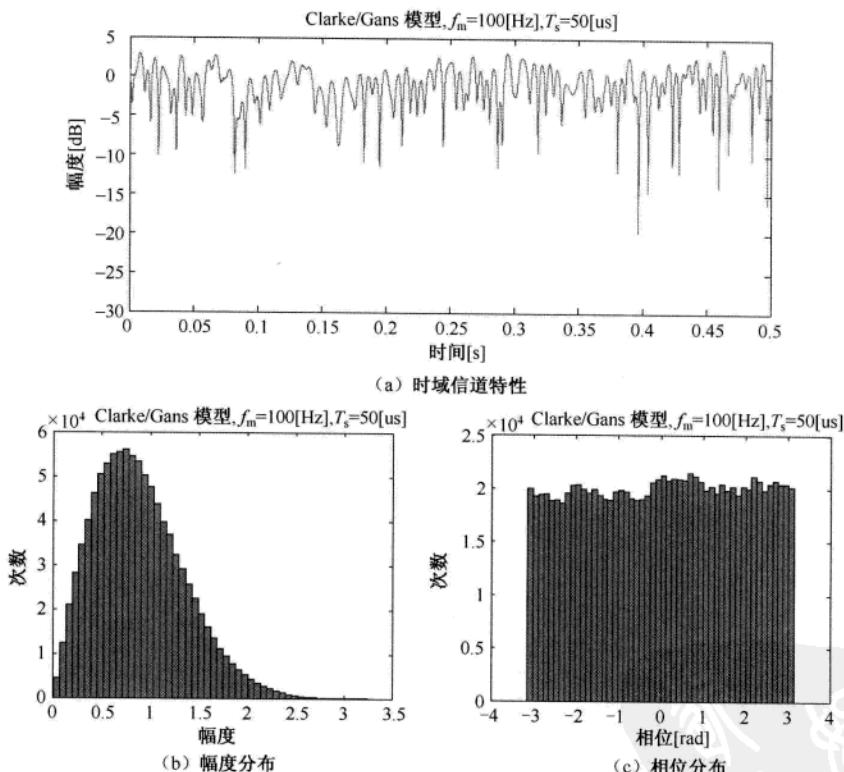


图 2.7 Clarke/Gans 模型产生的时变信道

MATLAB 程序：FWGN 信道模型

程序 2.11 “plot_FWGN.m”，绘制 FWGN 模型

```
% plot_FWGN.m
clear, clf
fm = 100; % 最大多普勒频率
```

```

ts_mu = 50;
scale = 1e-6;
ts = ts_mu*scale;    % 采样时间
fs = 1/ts;    % 采样频率
Nd = 1e6;    % 采样数
% 得到复衰落信道
[h, Nfft, Nifft, doppler_coeff] = FWGN_model(fm, fs, Nd);
subplot(211)
plot([1:Nd]*ts, 10*log10(abs(h)))
axis([0 0.5 -30 5])
str = sprintf('channel modeled by Clarke/Gan with f_m=%d[Hz], ...
T_s=%d[mus]', fm, ts_mu);
title(str)
xlabel('time[s]')
ylabel('Magnitude[dB]')
subplot(223)
hist(abs(h),50)
xlabel('Magnitude')
ylabel('Occurrences')
subplot(224)
hist(angle(h),50)
xlabel('Phase[rad]')
ylabel('Occurrences')

```

程序 2.12 “FWGN_model”

```

function [h, Nfft, Nifft, doppler_coeff] = FWGN_model(fm, fs, N)
% FWGN (Clarke/Gan) 模型
% 输入:
%   fm: 最大多普勒频率
%   fs: 采样频率
%   N: 采样数
% 输出
%   h: 复信道衰落
% 为了简单, FFT 的大小应为  $2^n$ 
% 载波间隔为  $df = 2fm/Nfft$ 
Nfft = 2^max(3,nextpow2(2*fm/fs*N));  % Nfft =  $2^n$ 
Nifft = ceil(Nfft*fs/(2*fm));
% 产生独立复高斯随机过程
GI = randn(1,Nfft);
GQ = randn(1,Nfft);
% 为了实现埃米特对称, 对实信号取 FFT
CGI = fft(GI);
CGQ = fft(GQ);
% 生成 Nfft 个多普勒谱的采样值
doppler_coeff = Doppler_spectrum(fm,Nfft);
% 对得到的高斯随机变量滤波

```

```

f_CGI = CGI.*sqrt(doppler_coeff);
f_CGQ = CGQ.*sqrt(doppler_coeff);
% 为了实现IFFT, 通过(Nifft-Nfft)个采样补零来调整采样尺寸
tzeros = zeros(1, Nifft-Nfft);
Filtered_CGI = [f_CGI(1:Nfft/2) tzeros f_CGI(Nfft/2+1:Nfft)];
Filtered_CGQ = [f_CGQ(1:Nfft/2) tzeros f_CGQ(Nfft/2+1:Nfft)];
hI = ifft(Filtered_CGI);
hQ = ifft(Filtered_CGQ);
% 求出 I 路和 Q 路分量幅度的平方, 然后将其相加
rayEnvelope = sqrt(abs(hI).^2 + abs(hQ).^2);
% 计算均方根值, 归一化包络
rayRMS = sqrt(mean(rayEnvelope(1:N).*rayEnvelope(1:N)));
h = complex(real(hI(1:N)), -real(hQ(1:N)))/rayRMS;

```

程序 2.13 “Doppler_spectrum”

```

function y = Doppler_spectrum(fd, Nfft)
% fd : 最大多普勒频率
% Nfft : 频域点数
df = 2*fd/Nfft; % 频率间隔
% 第一个为 DC 分量
f(1) = 0;
y(1) = 1.5/(pi*fd);
% 单侧谱的其他分量
for i = 2 : Nfft/2,
    f(i) = (i-1)*df; % 用于多项式拟合的频率编号
    y([i Nfft-i+2]) = 1.5/(pi*fd*sqrt(1- (f(i)/fd)^2));
end
% 使用最后的 3 个频率采样值实现多项式拟合时的奈奎斯特频率
nFitPoints = 3 ;
kk = [Nfft/2-nFitPoints:Nfft/2];
polyFreq = polyfit(f(kk), y(kk), nFitPoints);
y(Nfft/2+1) = polyval(polyFreq, f(Nfft/2)+df);

```

2. 改进的频域 FWGN 模型

由于 Clarke/Gans 模型采用两个 IFFT 模块, 所以具有运算复杂的缺点。在 Clarke/Gans 模型的众多变体中, 我们只描述一种在 I-METRA 中使用的模型。

图 2.8 显示了产生多普勒谱的过程。令 f_m 表示最大多普勒频率。如图 2.8 (a) 所示, 对于常规采样, 多普勒频谱以奈奎斯特频率 ($2f_m$) 重复。因为 IFFT 函数只能处理正频率分量 (对应于 MATLAB 的 “fft” 函数), 所以必须对多普勒谱进行折叠。如图 2.8 (b) 所示, 当进行过采样 (过采样系数为 N_{OS}) 时, 多普勒谱的带宽变为 $B_D = 2N_{OS}f_m$ 。多普勒谱带宽的倒数是时域的采样间隔, 即 $\Delta t = 1/B_D$, 对应于衰落信道的相干时间。将多普勒谱分成 N_{Fading} 个子带, 每个子带的长度为 $\Delta f_m = B_D/N_{Fading}$, 由此得到整个衰落信道的长度为 $T_{Fading} = 1/\Delta f_m = N_{Fading}/B_D$ 。此外, 图 2.8 (c) 给出了一个离散的多普勒谱及其等效的离散时间衰落信道。对于给定的 IFFT 大小 N_{Fading} , 多普勒谱的频域间隔为 $\Delta f_m = 2N_{OS}f_m/N_{Fading}$ 。在整个多普勒谱上的离散频率采样数

为 $N_D = f_m / \Delta f_m = N_{\text{Fading}} / (2N_{\text{OS}})$ 。这一特定方法允许产生一个持续时间为 T_{Fading} 的衰落信号，而不需要考虑最大多普勒频率。此外，由于可以用最大多普勒频率 f_m 通过插值获得时域信号，所以这种方法有利于仿真的实现。更具体地，衰落信道的采样数 N_{Fading} 和过采样系数 N_{OS} 决定了多普勒带宽内的离散频率采样数 N_D 。在不考虑最大多普勒频率的情况下，一旦产生了 N_{Fading} 个采样点的衰落信道信号，就可以根据最大多普勒频率 f_m 改变采样间隔 Δt ，进而产生要仿真的实际衰落信号。事实上， $N_D = f_m / \Delta f_m = N_{\text{Fading}} / (2N_{\text{OS}})$ 扮演了最大多普勒频率的角色，而 f_m 仅用来确定采样间隔 $\Delta t = 1 / (2 \cdot N_{\text{OS}} \cdot f_m)$ 。

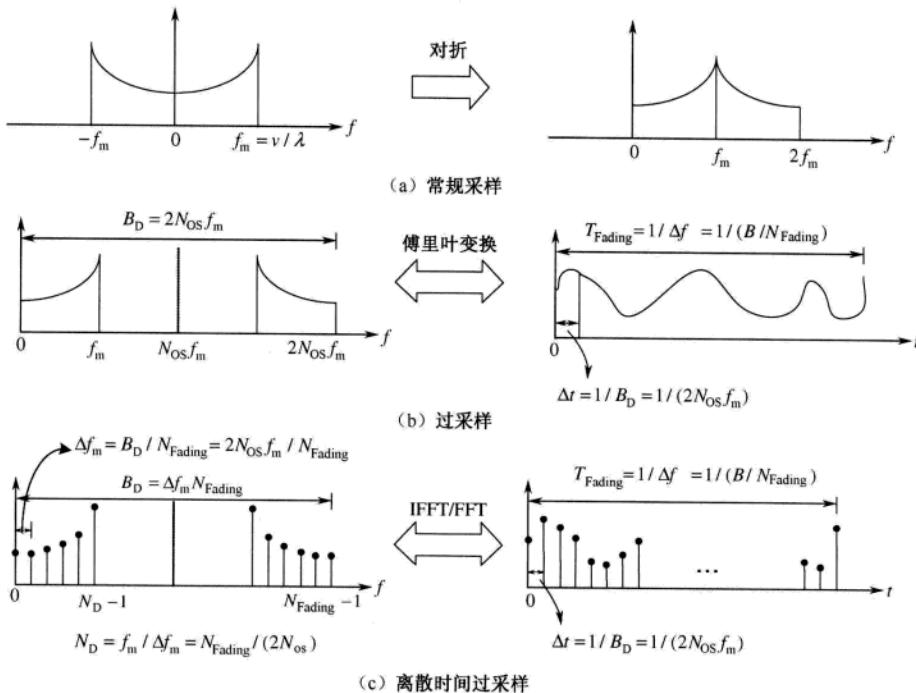


图 2.8 多普勒谱的产生

此处，由具有任意相位的多普勒频谱，可以计算信道响应的幅度。每一径的时域信道响应可以表示为

$$h[n] = \sum_{k=-N_{\text{Fading}}/2}^{N_{\text{Fading}}/2-1} \sqrt{S[k]} e^{j\theta_k} e^{j2\pi nk / N_{\text{Fading}}} \quad (2.20)$$

其中， $S[k]$ 为多普勒谱在离散频率 $k = f / \Delta f_m$ 处的取值， $n = t / \Delta t$ 为离散时间编号， θ_k 为 $[0, 2\pi)$ 上服从均匀分布的随机变量。对多普勒滤波器施加均匀相位，可以在时域获得一个比 Clarke / Gans 模型更加灵活的衰落过程。在式 (2.20) 中，如果使用复高斯随机相位而不是均匀相位，那么在产生衰落的过程中需要增加低通滤波。

根据信道测量的报告可知，不同的信道环境有不同的多普勒谱，而且每条路径的最大多普勒频率和多普勒谱可能会发生改变。图 2.9 (a) 和图 2.9 (b) 显示了两条不同的路径，其最大多普勒频率分别为 100 Hz 和 10 Hz。图 2.9 (a) 和图 2.9 (b) 分别由改进的频域 FWGN 模型和改进的时域 FWGN 模型产生，这两个模型都采用了经典多普勒谱。

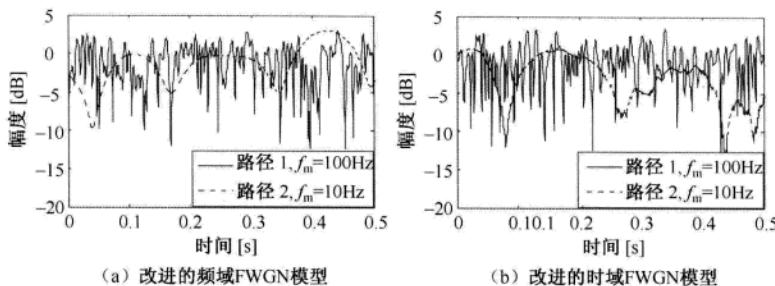


图 2.9 采用FWGN信道模型产生两条不同的路径

运行程序 2.14 (“plot_modified_FWGN.m”) 可以得到图 2.9(a), 其中 $N_{\text{Fading}} = 1024$, $N_{\text{OS}} = 8$ 。程序 2.14 分别调用程序 2.15 (“FWGN_ff”) 和程序 2.17 (“FWGN_tf”) 来产生改进的频域 FWGN 模型和改进的时域 FWGN 模型。注意, 程序 2.15 (“FWGN_ff”) 处理在不同路径中的不同多普勒频率; 程序 2.16 (“Doppler_PSD_function”) 提供不同类型多普勒谱, 包括经典多普勒谱和拉普拉斯多普勒谱。

MATLAB 程序: 改进的 FWGN 信道模型

程序 2.14 “plot_modified_FWGN.m”, 绘制改进的 FWGN 信道模型

```
% plot_modified_FWGN.m
clear, clf
Nfading = 1024; % Npath×Nfading 衰落矩阵的 IFFT 大小
Nos = 8; % 过采样因子
Npath = 2; % 路径数
N = 10000;
FadingType = 'class';
fm = [100 10]; % 最大多普勒频率
[FadingMatrix,tf] = FWGN_ff(Npath,fm,Nfading,Nos,FadingType);
subplot(211)
plot([1:Nfading]*tf, 10*log10(abs(FadingMatrix(1,:))), 'k:');
hold on
plot([1:Nfading]*tf, 10*log10(abs(FadingMatrix(2,:))), 'k-')
title(['Modified FWGN in Frequency Domain, ...']);
Nfading=num2str(Nfading), Nos=num2str(Nos));
xlabel('time[s]'), ylabel('Magnitude[dB]')
legend('Path 1, f_m=100Hz','Path 2, f_m=10Hz')
axis([0 0.5 -20 5])
[FadingMatrix,tf] = FWGN_tf(Npath,fm,N,Nfading,Nos,FadingType);
subplot(212)
plot([1:N]*tf, 10*log10(abs(FadingMatrix(1,:))), 'k:');
hold on
plot([1:N]*tf, 10*log10(abs(FadingMatrix(2,:))), 'k-')
title(['Modified FWGN in Time Domain, Nfading=',...
    num2str(Nfading),', Nos=',num2str(Nos),', T_s=',num2str(tf),'s']);
xlabel('time[s]'), ylabel('Magnitude[dB]')
legend('Path 1, f_m=100Hz','Path 2, f_m=10Hz')
axis([0 0.5 -20 5])
```

程序 2.15 “FWGN_ff”，改进的频域 FWGN 信道模型

```

function [FadTime,tf] = FWGN_ff(Np,fm_Hz,Nfading,Nfosf,FadingType,varargin)
% 基于频域的 FWGN 方法产生衰落
% 输入:
% Np      : 路径数
% fm_Hz   : 每一径的最大多普勒频率向量[Hz]
% Nfading : 多普勒滤波器大小 (IFFT 大小)
% Nfosf   : 多普勒带宽的过采样因子
% FadingType : 多普勒谱的类型, 'laplacian'/'class'/'flat'
% sigma    : 在拉普拉斯多普勒谱的情况下, UE 的角度扩展
% phi      : 在拉普拉斯多普勒谱的情况下, DoM-AoA
% 输出:
% FadTime  : Np×Nfading 的衰落时间矩阵
fmax = max(fm_Hz);
% 相对于最大多普勒频率的多普勒频率间隔
dfmax = 2*Nfosf*fmax/Nfading;
% 得到对应于 “FadingType” 的多普勒谱函数
ftn_psd = Doppler_PSD_function(FadingType);
err_msg = 'The difference between max and min Doppler frequencies is too large.\n ...
           increase the IFFT size';
if isscalar(fm_Hz)
    fm_Hz = fm_Hz*ones(1,Np);
end
if strcmp(FadingType(1:2),'la')      % 拉普拉斯的 PAS
    for i = 1 : Np
        Nd = floor(fm_Hz(i)/dfmax)-1;  % Nd=fm_Hz/dfmax=Nfading/(2*Nfosf)
        if Nd < 1
            error(err_msg);
        end
        tmp = ftn_psd([-Nd:Nd],varargin{1}{i},varargin{2}{i});
        tmpz = zeros(1,Nfading-2*Nd+1);
        FadFreq(i,:) = [tmp(Nd+1:end-1) tmpz tmp(2:Nd)];
    end
else      % 对称的多普勒谱
    for i = 1 : Np
        Nd = floor(fm_Hz(i)/dfmax)-1;
        if Nd < 1
            error(err_msg);
        end
        tmp = ftn_psd([0:Nd]/Nd);
        tmpz= zeros(1,Nfading-2*Nd+3);
        FadFreq(i,:) = [tmp(1:Nd-1) tmpz fliplr(tmp(2:Nd-1))];
    end
end
% 对多普勒谱施加随机相位
FadFreq = sqrt(FadFreq).*exp(2*pi*j*rand(Np,Nfading));

```

```

FadTime = ifft(FadFreq,Nfading,2);
FadTime = FadTime./sqrt(mean(abs(FadTime).^2,2)*ones(1,size(FadTime,2)));
% 归一化为 1
tf = 1/(2*fmax*Nfosc); % 衰落的采样时间=1/(多普勒带宽*Nfosc)

```

程序 2.16 “Doppler_PSD_function”, 多普勒谱函数

```

function ftn = Doppler_PSD_function(type)
% 多普勒谱函数, 谱类型 type =
% 'flat' : S(f) = 1, |f0(=f/fm)|< 1
% 'class' : S(f) = A/(sqrt(1-f0.^2)), |f0|<1 (A: a real number)
% 'laplacian' : S(f) = 1./sqrt(1-f0.^2).*(exp(-sqrt(2)/sigma*absacos(f0)-phi))
% % +exp(-sqrt(2)/sigma*absacos(f0)-phi)))
% 其中 sigma 为 UE 的角度扩展, phi=DoM-AoA
% 'sui' : S(f) = 0.785*f0.^4-1.72*f0.^2+1, |f0|<1
% '3gpprice' : S(f) = 0.41./(2*pi*fm*sqrt(1+1e-9-(f/fm).^2))+0.91*delta_ftn(f,0.7*fm), |f|<fm
% 'dr' : S(f) = inline('1./sqrt(2*pi*Dsp/2)*exp(-(f-Dsh).^2/Dsp)',f,'Dsp','Dsh');
% f0 是归一化的多普勒频率, 定义为 f0=f/fm
% fm 是最大的多普勒频率
switch lower(type(1:2))
case 'f1', ftn = inline('ones(1,length(f0))');
case 'c1', ftn = inline('1./sqrt(1+1e-9-f0.^2)');
case 'la', ftn = inline('exp(-sqrt(2)/sigma*absacos(f0)-phi))+exp(-sqrt(2)/sigma...
*absacos(f0)+phi))/sqrt(1+1e-9-f0.^2)',f0,'sigma','phi');
case 'su', ftn = inline('0.785*f0.^4-1.72*f0.^2+1.');
case '3g', ftn = inline('0.41./(2*pi*fm*sqrt(1+1e-9-(f/fm).^2))+...
0.91*delta_ftn(f,0.7*fm)',f,'fm');
case 'dr', ftn = inline('1./sqrt(2*pi*Dsp/2)*exp(-(f-Dsh).^2/Dsp)',f,'Dsp','Dsh');
otherwise, error('Unknown Doppler type in Doppler_PSD_function()');
end

```

3. 时域 FWGN 模型

如图 2.10 所示, 可以用时域滤波器过滤复高斯随机过程来产生衰落信道, 其中滤波器的频率响应与多普勒谱一致。由于时域 FWGN 模型具有众多优点, 所以经常将其用于商业信道仿真器中。



图 2.10 时域FWGN模型

在频域 FWGN 模型中, 衰落信道的持续时间由 IFFT 的大小 N_{Fading} 和频域过采样系数 N_{OS} 共同决定。与之相反, 在时域 FWGN 模型中, 衰落信道的持续时间由复高斯随机信号的长度决定。增加经过多普勒滤波器的复高斯随机采样点数, 可以简单地扩展仿真区间, 所以时域 FWGN 模型具有仿真灵活的特性。然而, 在用 FIR 滤波器实现多普勒滤波的情况下, 其计算复杂度随着抽头数量的增加而呈指数增长。为了减少抽头的数量, 像 IEEE 802.11n 任务组的 TGn 信道模型一样, 可以采用 IIR 滤波器。由于无法保证 IIR 滤波器的稳定性, 因此仍常使用 FIR 滤波器。

除了 1.3 节介绍的经典多普勒谱之外, FWGN 模型可以使用各种类型的多普勒谱, 包括平坦多普勒谱和拉普拉斯多普勒谱。平坦多普勒谱具有恒定的功率谱密度函数 (PSD) :

$$S(f) \propto 1, \quad |f| \leq f_m \quad (2.21)$$

由下面的 PSD 定义拉普拉斯多普勒谱:

$$S(f) \propto \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)}} \cdot \left\{ \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma} \left| \cos^{-1}(f/f_m) - \phi \right| + \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma} \left| \cos^{-1}(f/f_m) + \phi \right| \right) \right) \right\}, \quad |f| \leq f_m \quad (2.22)$$

其中, σ 为 PAS 的标准差, ϕ 为移动方向 (Direction of Movement, DoM) 和到达方向 (Direction of Arrival, DoA) 的差值。与平坦或经典的多普勒谱不同, 拉普拉斯多普勒谱考虑了移动方向。

如图 2.9 (b) 所示, 利用程序 2.17 (“FWGN_tf”) 生成改进的时域 FWGN 模型。程序 2.17 通过调用程序 2.18 (“gen_filter”) 产生多普勒滤波器系数。

MATLAB 程序: 时域 FWGN 信道模型

程序 2.17 “FWGN_tf”, 改进的时域 FWGN 信道模型

```
function [FadMtx,tf] = FWGN_tf(Np,fm_Hz,N,M,Nfosf,type,varargin)
% 使用具有时域滤波的 FWGN 生成衰落
% 输入:
%   Np      : 路径数
%   fm_Hz   : 最大多普勒频率向量[Hz]
%   N       : 独立的随机实现的数量
%   M       : 多普勒滤波器的长度, 即 IFFT 的大小
%   Nfosf   : 过采样因子
%   type    : 多普勒谱类型
%           'flat'=flat, 'classical', 'sui'=spectrum of SUI channel
%           '3gpprice'=rice spectrum of 3GPP
%   输出:
%   FadMtx  : Np×N 的衰落矩阵
%   生成 CN(0,1) 的散射分量
if isscalar(fm_Hz)
    fm_Hz = fm_Hz*ones(1,Np);
end
fmax = max(fm_Hz);
path_wgn = sqrt(1/2)*complex(randn(Np,N),randn(Np,N));
for p=1:Np
    filt = gen_filter(fm_Hz(p),fmax,M,Nfosf,type,varargin{:});
    path(p,:) = fftfilt(filt, [path_wgn(p,:); zeros(1,M)]);    % 对 WGN 滤波
end
FadMtx = path(:,M/2+1:end-M/2);
tf = 1/(2*fmax*Nfosf);    % 衰落采样时间=1/(最大的多普勒带宽*Nfosf)
% 归一化
FadMtx = FadMtx./sqrt(mean(abs(FadMtx).^2,2)*ones(1,size(FadMtx,2))));
```

程序 2.18 “gen_filter”，多普勒滤波器系数

```

function filt = gen_filter(fm_Hz,fmax_Hz,Nfading,Nfosf,type,varargin)
% FIR 加权系数的生成
% 输入:
%   fm_Hz    : 一个抽头的最大多普勒频率
%   fmax_Hz  : 所有抽头的最大多普勒频率
%   Nfading  : 多普勒滤波器的长度, 即 IFFT 的大小
%   Nfosf    : 过采样因子
%   type     : 多普勒谱类型
%           'flat'=flat, 'class'=calssical, 'sui'=spectrum of SUI channel
%           '3gpprice'=rice spectrum of 3GPP
% 输出:
%   filt      : 滤波器系数
% 多普勒带宽 BW = 2*fm*Nfosf ==> 2*fmax_Hz*Nfosf
dfmax = 2*Nfosf*fmax_Hz/Nfading;    % 多普勒频率间隔
% 相对于最大的多普勒频率
Nd = floor(fm_Hz/dfmax)-1;
if Nd < 1
    error('The difference between max. and min. Doppler frequency is too large.......
    \n recommand increasing the size of IFFT');
end
ftn_PSD = Doppler_PSD_function(type);    % 相应的多普勒函数
switch lower(type(1:2))
    case '3g', PSD = ftn_PSD([-Nd:Nd],Nd);
        filt = [PSD(Nd+1:end-1) zeros(1,Nfading-2*Nd+1) PSD(2:Nd)];
    case 'la', PSD = ftn_PSD([-Nd:Nd]/Nd,varargin{:});
        filt = [PSD(Nd+1:end-1) zeros(1,Nfading-2*Nd+1) PSD(2:Nd)];
    otherwise, PSD = ftn_PSD([0:Nd]/Nd);
        filt = [PSD(1:end-1) zeros(1,Nfading-2*Nd+3) PSD(end-1:-1:2)];
        % 构成对称的多普勒谱
end
filt = real(ifftshift(ifft(sqrt(filt))));
filt = filt/sqrt(sum(filt.^2));

```

2.2.2 Jakes 模型

通过对复正弦波的合成，可以产生服从给定多普勒谱的瑞利衰落信道。为了使产生的信号幅度近似服从瑞利分布，正弦波的数量必须足够大。此外，必须对每个正弦波发生器进行加权，以便产生想要的多普勒谱。这就是 Jakes 模型，它最初应用于硬件仿真，但现在多用于软件仿真^[27]。

图 2.11 显示了如何实现 Jakes 模型。假设以均匀方向到达的所有散射分量的射线被近似为 N 个平面波。定义 $N_0 = (N/2-1)/2$ ，其中限定 $N/2$ 为一个奇数。令 θ_n 表示第 n 个平面波的到达角度，取值为 $\theta_n = 2\pi n/N$ ， $n = 1, 2, \dots, N_0$ 。如图 2.11 所示，将 N_0 个频率为 w_n 的复振荡器的输出求和（ $w_n = w_d \cos \theta_n$ ， $n = 1, 2, \dots, N_0$ ，每个振荡器的输出对应不同的多普勒频移），然后与频率为 $w_d = 2\pi f_m$ 的复振荡器的输出相加。在复振荡器的总和中，实部 $h_l(t)$ 和虚部 $h_Q(t)$ 可以分别表示为

$$h_l(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos \phi_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \cos \phi_N \cos w_d t \quad (2.23a)$$

和

$$h_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\sin \phi_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \sin \phi_N \cos w_d t \quad (2.23b)$$

其中, ϕ_n 为经过多普勒频移的第 n 个正弦信号的初始相位, ϕ_N 为经过最大多普勒频移 f_m 的正弦信号的初始相位。初始相位的设置必须使衰落信道的相位服从均匀分布^[26]。例如, 可以设置初始相位为

$$\begin{aligned} \phi_N &= 0 \\ \phi_n &= \pi n / (N_0 + 1), \quad n = 1, 2, \dots, N_0 \end{aligned} \quad (2.24)$$

Jakes 模型的复输出可以表示为

$$h(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2N_0 + 1}} \{h_l(t) + jh_Q(t)\} \quad (2.25)$$

其中, E_0 为衰落信道的平均幅度。

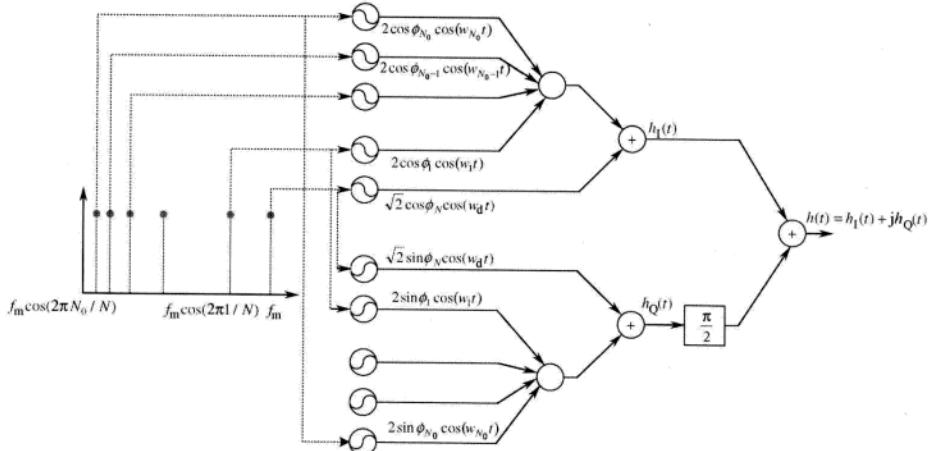


图 2.11 Jakes 模型的实现

经过多普勒频移的正弦信号的频率 $\{w_n\}_{n=1}^{N_0}$ 为

$$w_n = w_d \cos \theta_n = 2\pi f_m \cos(2\pi n / N), \quad n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (2.26)$$

经过多普勒频移的正弦数 N_0 必须足够大, 以便衰落信道的振幅能够近似服从瑞利分布。 $N_0 = 8$ 就足够大了。可以证明式 (2.23) 满足下面的性质:

$$E \left\{ \left(\frac{E_0 h_l(t)}{\sqrt{2N_0 + 1}} \right)^2 \right\} = E \left\{ \left(\frac{E_0 h_Q(t)}{\sqrt{2N_0 + 1}} \right)^2 \right\} = \frac{E_0^2}{2} \quad (2.27)$$

$$E \{h^2(t)\} = E_0^2 \quad (2.28)$$

$$E \{h(t)\} = E_0 \quad (2.29)$$

$$E \{h_l(t) h_Q(t)\} = 0 \quad (2.30)$$

式 (2.28) 和式 (2.29) 说明 Jakes 模型生成的衰落信号的平均幅度为 E_0 , 平均能量为 E_0^2 。

此外, 式(2.27)和式(2.30)说明信道的实部和虚部是统计独立的, 且平均功率都为 $E_0^2/2$ 。

运行程序 2.19 (“plot_Jakes_model.m”) 可以得到图 2.12。图 2.12 显示了 Jakes 信道模型的时域特点、幅度/相位分布、自相关函数和多普勒谱。程序 2.19 通过调用程序 2.20 (“Jakes_Flat”) 得到 Jakes 信道模型。

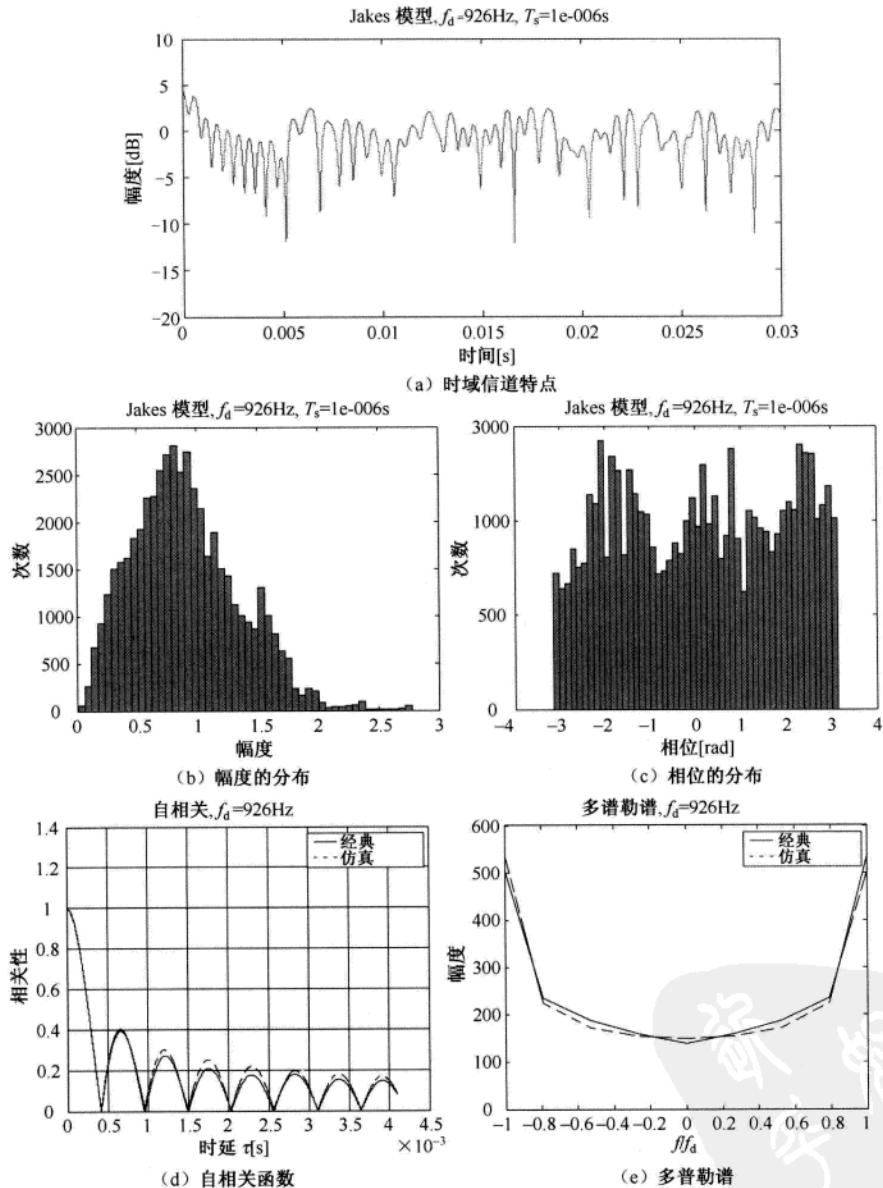


图 2.12 采用 Jakes 模型产生的时域信道

MATLAB 程序: Jakes 信道模型

程序 2.19 “plot_Jakes_model.m” , 绘制 Jakes 信道模型

```
% plot_Jakes_Flat.m
close all, clear all
% 参数
fd = 926;    % 多普勒频率
Ts = 1e-6;    % 采样周期
M = 2^12;
t = [0:M-1]*Ts;
f = [-M/2:M/2-1]/(M*Ts*fd);
Ns = 50000;
t_state = 0;
% 信道生成
[h,t_state] = Jakes_Flat(fd,Ts,Ns,t_state,1,0);
subplot(311)
plot([1:Ns]*Ts,10*log10(abs(h)))
title(['Jakes Model, f_d=',num2str(fd),'Hz, T_s=',num2str(Ts),'s']);
axis([0 Ns*Ts -20 10])
xlabel('time[s]'), ylabel('Magnitude[dB]')
subplot(323)
hist(abs(h), 50)
title(['Jakes Model, f_d=',num2str(fd),'Hz, T_s=',num2str(Ts),'s'])
xlabel('Magnitude'), ylabel('Occurrences')
subplot(324)
hist(angle(h), 50)
title(['Jakes Model, f_d=',num2str(fd),'Hz, T_s=',num2str(Ts),'s'])
xlabel('Phase[rad]'), ylabel('Occurrences')
% 信道的自相关函数
temp = zeros(2,Ns);
for i = 1 : Ns
    j = i : Ns;
    temp1(1:2,j-i+1) = temp(1:2,j-i+1)+[h(i)*h(j); ones(1,Ns-i+1)];
end
for k = 1 : M
    Simulated_corr(k) = real(temp(1,k))./temp(2,k);
end
Classical_corr = besselj(0,2*pi*fd*t);
% 自相关函数的傅里叶变换
Classical_Y = fftshift(fft(Classical_corr));
Simulated_Y = fftshift(fft(Simulated_corr));
subplot(325)
plot(t,abs(Classical_corr),'k-', t,abs(Simulated_corr),'r:')
title(['Autocorrelation, f_d=',num2str(fd),'Hz'])
grid on
```

```

xlabel('delay \tau [s]', ylabel('Correlation')
legend('Classical','Simulated')
subplot(326)
plot(f,abs(Classical_Y),'k-', f,abs(Simulated_Y),'r:')
title(['Doppler Spectrum, f_d=',num2str(fd),'Hz'])
axis([-1 1 0 600]),
xlabel('f/f_d'), ylabel('Magnitude')
legend('Classical','Simulated')

```

程序 2.20 “Jakes_Flat”， Jakes 信道模型

```

function [h,tf] = Jakes_Flat(fd,Ts,Ns,t0,E0,phi_N)
% 输入:
% fd      : 多普勒频率
% Ts      : 采样周期
% Ns      : 采样点数
% t0      : 初始时间
% E0      : 信道功率
% phi_N   : 具有最大多普勒频率正弦信号的初始相位
% 输出:
% h       : 复衰落向量
% t_state : 当前时刻
if nargin<6, phi_N=0; end
if nargin<5, E0=1; end
if nargin<4, t0=0; end
if nargin<3
    error('More arguments are needed for Jakes_Flat()');
end
N0 = 8;
N = 4*N0+2;
wd = 2*pi*fd;    % 最大多普勒频率[rad]
t = t0+[0:Ns-1]*Ts;    % 时间向量
tf = t(end)+Ts;    % 最终时间
coswt = [sqrt(2)*cos(wd*t); 2*cos(wd*cos(2*pi/N*[1:N0])*t)];    % 式(2.26)
h = E0/sqrt(2*N0+1)*exp(j*[phi_N pi/(N0+1)*[1:N0]])*coswt;    % 式(2.23)

```

2.2.3 基于射线的信道模型

基于射线的 (Ray-based) 模型能够考虑空-时相关性，所以经常被用于 MIMO 信道的建模^[28]。然而，它同样适用于 SISO 信道。在这一小节中，我们主要介绍基于射线模型的基本原理，在第 3 章中再讨论将其扩展至 MIMO 信道。

和 Jakes 模型一样，基于射线的模型由到达平面波的总和给出。如图 2.13 所示，基于射线的模型能在各种散射环境下模拟移动台周围以任意方向到达的平面波，而且通常不是均匀的功率方位谱 (PAS)。与 Jakes 模型不同，它的多普勒谱不是 U 形谱，而是依据散射环境的不同而呈不同的形式。

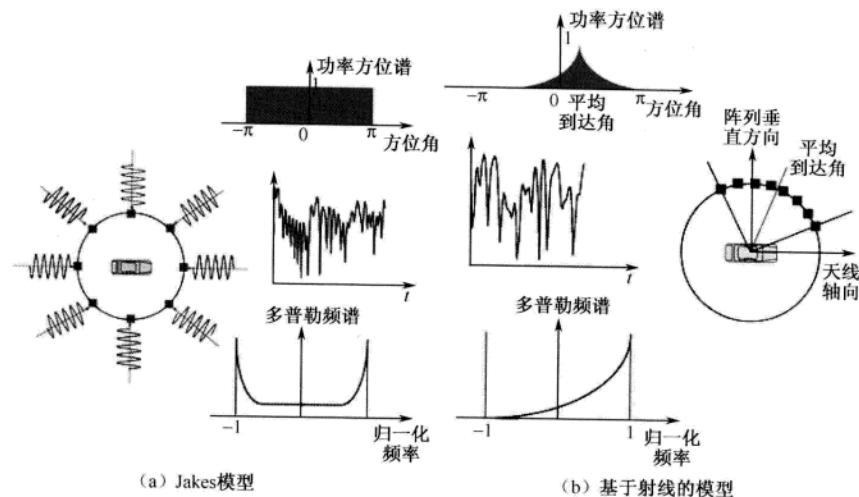


图 2.13 Jakes模型和基于射线的模型之间的差异

图 2.14 给出了一种基于射线的信道模型, 即大家熟知的 3GPP 用于 MIMO 系统的空间信道模型 (Spatial Channel Model, SCM) [28]。令 $h_{u,s,n}(t)$ 表示第 s 根发射天线和第 u 根接收天线之间的第 n 条路径 (簇) 的信道脉冲响应, 可以表示为 [28]

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{\text{SF}}}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\frac{\sqrt{G_{\text{BS}}(\theta_{n,m, \text{AoD}})} \exp(j[kd_s \sin(\theta_{n,m, \text{AoD}}) + \phi_{n,m}]) \times}{\sqrt{G_{\text{MS}}(\theta_{n,m, \text{AoA}})} \exp(jkd_u \sin \theta_{n,m, \text{AoA}}) \exp(jk\|\mathbf{v}\| \cos(\theta_{n,m, \text{AoA}} - \theta_v)t)} \right) \quad (2.31)$$

其中:

P_n 为第 n 条路径的功率;

σ_{SF} 为对数正态阴影的标准差;

M 为每条路径中子径 (Subray) 的数量;

$\theta_{n,m, \text{AoD}}$ 为第 n 条路径中第 m 条子径的离开角;

$\theta_{n,m, \text{AoA}}$ 为第 n 条路径中第 m 条子径的到达角;

$\phi_{n,m}$ 为第 n 条路径中第 m 条子径的随机相位;

$G_{\text{BS}}(\theta_{n,m, \text{AoD}})$ 为 BS 天线阵列中每根天线的增益;

$G_{\text{MS}}(\theta_{n,m, \text{AoA}})$ 为 MS 天线阵列中每根天线的增益;

k 为波数 $2\pi/\lambda$, 其中 λ 为载波波长;

d_s 为在 BS 天线中, 第 s 根天线和参考天线 ($s=1$) 之间的距离;

d_u 为在 MS 天线中, 第 u 根天线和参考天线 ($u=1$) 之间的距离;

$\|\mathbf{v}\|$ 为 MS 速度向量的幅度;

θ_v 为 MS 速度向量的角度。

对于 SISO 信道, 由于不存在任何的空间相关性, 所以在式 (2.31) 中只有多普勒谱有意义 [29]。在第 3 章中, 我们将详细描述式 (2.31) 中的 SCM MIMO 信道模型, 而在这一小节仅描述基于射线的 SISO 信道模型。至此, 如果去掉所有与空间相关性有关的参数, 并且忽略对数正态阴影衰落的影响 (即 $\sigma_{\text{SF}}=1$), 将会得到以下的 SISO 信道的脉冲响应:

$$h_n(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\exp(j\phi_{n,m}) \times \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{v}\| \cos(\theta_{n,m, \text{AoA}} - \theta_v) t\right) \right) \quad (2.32)$$

在基于射线的模型中, 对给定 PAS 的信道建模时, 可以按照 PAS 给每一子径分配角度和功率。在 3GPP Ad-Hoc 组 (AHG) 的 SCM 中, 考虑了两种不同的方法给每一子径分配功率和角度: 均匀功率子径法和离散拉普拉斯法。事实上, 式 (2.31) 和式 (2.32) 就是采用均匀功率子径法得到的信道模型。

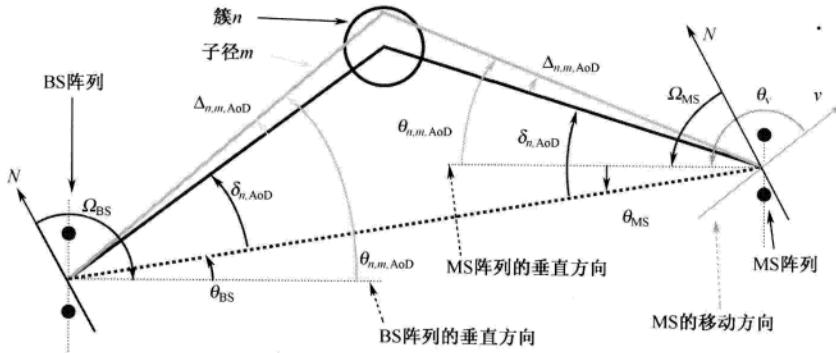


图 2.14 基于射线的MIMO信道模型

1. 均匀功率子径法

均匀功率子径法为每一条子径分配相同的功率、不同的角度^[30]。等功率分配通常会简化建模的过程。给定子径数 M , 在确定每一条子径的角度时, 要使得由子径分割的 PAS 面积相同。图 2.15 描述了两条子径的情况 (即 $M = 2$), 其中偏移角将 PAS 划分为三个不同的部分, 每一部分的面积都相同 (即每一部分的功率都相等)。

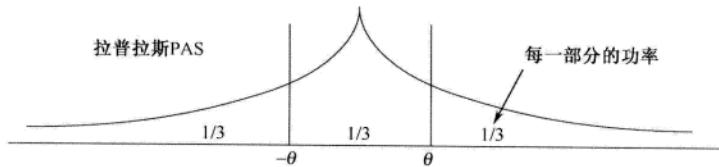


图 2.15 均匀功率子径法中偏移角的分配: 例子 ($M=2$)

考虑平均 AoA 为 0° 的拉普拉斯 PAS ($P(\theta, \sigma)$)、大小为 σ 的 RMS 角度扩展 (AS)。令 θ_1 和 θ_2 表示两个相邻子径的偏移角。为了保证由这两个角度分割的每一部分具有相同的面积, 定义 θ_1 和 θ_2 之间的 PAS 面积为

$$\begin{aligned} \int_{\theta_1}^{\theta_2} P(\theta, \sigma) d\theta &= \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{\sqrt{2\sigma}} e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta|}{\sigma}} d\theta \\ &= -\frac{1}{2} \left(e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta_2|}{\sigma}} - e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta_1|}{\sigma}} \right) \\ &= \frac{1}{a(M+1)} \end{aligned} \quad (2.33)$$

其中, a 为归一化因子。如果 M 是奇数, 则式 (2.33) 中 $a=1$, 且最小角度的绝对值为 0° 。如果 M 是偶数, 对于具有最小绝对值的两条相邻子径, 其角度对称, $a=2$; 而对于式 (2.33) 中其他所有不对称的相邻子径, $a=1$ 。例如, 在图 2.15 中, $M=2$

$$\int_0^\theta P(\theta, \sigma) d\theta = \frac{1}{6}$$

使得 $a=2$ 。

给定式 (2.33) 中的 σ , 可以找到具有相同功率的偏移角:

$$\theta_{m+1} [\text{deg}] = -\frac{\sigma}{\sqrt{2}} \left[\ln \left(e^{-\frac{\sqrt{2}\theta_m}{\sigma}} - \frac{2}{a(M+1)} \right) \right] \quad (2.34)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots, \lfloor M/2 \rfloor - 1, \theta_0 = 0^\circ$$

在 M 是偶数的情况下, 可以设 $\theta_0 = 0^\circ$ 为初始值, 通过式 (2.34) 计算出 $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_{\lfloor M/2 \rfloor}$ 的值。在 M 是奇数的情况下, 存在最小角度为 $\theta_0 = 0^\circ$ 的一条子径, 通过式 (2.34) 可以计算出其他角度 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{\lfloor M/2 \rfloor}$ 的值。注意, 式 (2.34) 只定义了正角度, 剩余子径的偏移角定义为对称的负角度, 即 $-\theta_1, -\theta_2, \dots, -\theta_{\lfloor M/2 \rfloor}$ 。如图 2.16 所示为 $M=20$ 、AS 为 $\sigma=1^\circ$ 的情况下子径的偏移角。注意, 偏移角随 AS 的不同而变化。例如, 表 2.2 给出了在 SCM 信道中不同 AS 下的偏移角。

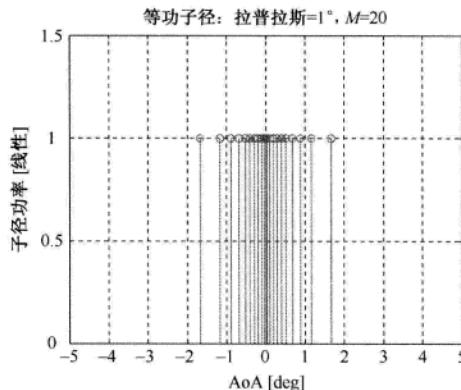


图 2.16 等功率子径法中偏移角的分配: 例子 ($M=20$, $\sigma=1^\circ$)

表 2.2 SCM 的偏移角^[28]

子径号	BS (宏小区) 处 AS 为 2° 的偏移角 ($^\circ$)	BS (微小区) 处 AS 为 5° 的偏移角 ($^\circ$)	MS (微小区) 处 AS 为 35° 的偏移角 ($^\circ$)
1, 2	± 0.0894	± 0.2236	± 1.5649
3, 4	± 0.2826	± 0.7064	± 4.9447
5, 6	± 0.4984	± 1.2461	± 8.7224
7, 8	± 0.7431	± 1.8578	± 13.0045
9, 10	± 1.0257	± 2.5642	± 17.9492
11, 12	± 1.3594	± 3.3986	± 23.7899
13, 14	± 1.7688	± 4.4220	± 30.9538
15, 16	± 2.2961	± 5.7403	± 40.1824
17, 18	± 3.0389	± 7.5974	± 53.1816
19, 20	± 4.3101	± 10.7754	± 75.4274

2. 采样的拉普拉斯法

在均匀功率子径法中，每一子径具有相同的功率，偏移角呈不均匀分布。如图 2.17 所示，在采样的拉普拉斯子径法中，每一子径的功率服从拉普拉斯 PAS，偏移角渐进集中在平均 AoA 附近。首先，以平均 AoA 为中心在 $[-\alpha, \alpha]$ 上等间隔地产生 M 个参考偏移角，间隔距离为 $\delta = 2\alpha/M$ 。此处， α 随着给定的角度扩展不同而改变。例如，对于给定的 $\sigma = 2^\circ, 5^\circ, 35^\circ$ ， α 分别为 $10^\circ, 15^\circ, 179^\circ$ 。一旦产生了参考偏移角，就可以在参考偏移角上随机添加一个在 $[-0.5, 0.5]$ 之间的数，得到实际的偏移角。然后，将子径分配给每一偏移角。总之，在采样拉普拉斯的方法中，偏移角的分配可以表示为

$$\theta_m = -\alpha + m \cdot \delta + \phi, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.35)$$

其中， ϕ 为服从 $[-0.5, 0.5]$ 的均匀分布的随机变量。

可以由程序 2.21 (“plot_ray_fading.m”) 产生基于均匀功率子径法的信道模型。程序 2.21 分别调用程序 2.22 (“equalpower_subray”)、程序 2.23 (“assign_offset”)、程序 2.24 (“gen_phase”)、程序 2.25 (“ray_fading”) 来产生 SCM 中等功率拉普拉斯 PAS 的角度间隔、分配平均 AoA/AoD 偏移、产生 BS/MS 上的 DoA 和 BS 上的随机相位、合并 M 条子径的相位来产生每一径的复信道系数。

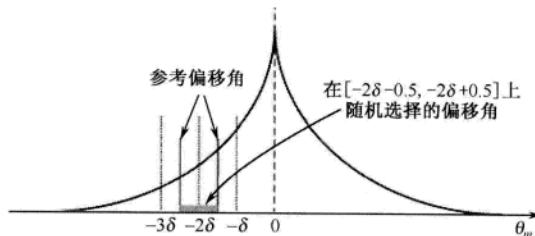


图 2.17 离散拉普拉斯方法的偏移角度的分配（AoA = 0°）

MATLAB 程序：由均匀功率子径法得到的基于射线的信道模型

程序 2.21 “plot_ray_fading.m”，绘制基于射线的信道模型

```
% plot_ray_fading.m
clear, clf
fc = 9e8; % 载波频率[Hz]
fs = 5e4; % 采样频率[MHz]
speed_kmh = 120; % 移动台速度[km/h]
Ts = 1/fs; % 采样时间[s]
v_ms = speed_kmh/3.6; % 移动台速度[m/s]
wl_m = 3e8/fc; % 波长[m]
% 信道参数设置：SCM case 2
PDP_dB = [0 -1 -9 -10 -15 -20];
t_ns = [0 310 710 1090 1730 2510];
BS_theta_LOS_deg = 0;
MS_theta_LOS_deg = 0;
BS_AS_deg = 2; % 拉普拉斯 PAS
BS_AoD_deg = 50*ones(size(PDP_dB));
```

```

MS_AS_deg = 35; % 拉普拉斯 PAS
DoT_deg = 22.5;
MS_AoA_deg = 67.5*ones(size(PDP_dB));
% 生成子径的相位
[BS_theta_deg,MS_theta_deg,BS_PHI_rad] = ...
gen_phase(BS_theta_LOS_deg, BS_AS_deg, ...
BS_AoD_deg,MS_theta_LOS_deg,MS_AS_deg,MS_AoA_deg);
PDP = dB2w(PDP_dB);
% 生成信道系数
t = [0:1e-4:1]*Ts;
h = ray_fading(20,PDP,BS_PHI_rad,MS_theta_deg,v_ms,DoT_deg,wl_m,t);
plot(t,10*log10(abs(h(1,:))))
title(['Ray Channel Model, f_c=' num2str(fc), 'Hz, T_s=' num2str(Ts), 's']);
xlabel('time[s]'), ylabel('Magnitude[dB]')

```

程序 2.22 “equalpower_subray”，用于均匀功率子径法的偏移角查询表

```

function theta = equalpower_subray(AS_deg)
% 得到 SCM 模型中等功率拉普拉斯 PAS 的角度间隔
% 输入:
% AS_deg : 角度扩展, 对于 BS, 其有效值为 2, 5; 对于 MS, 其有效值为 35
% 输出:
% theta : M=20 情况下的偏移角, 如表 2.2 所示
if AS_deg == 2
    theta = [0.0894 0.2826 0.4984 0.7431 1.0257 1.3594 1.7688 2.2961 3.0389 4.3101];
elseif AS_deg == 5
    theta = [0.2236 0.7064 1.2461 1.8578 2.5642 3.3986 4.4220 5.7403 7.5974 10.7753];
elseif AS_deg == 35
    theta = [1.5649 4.9447 8.7224 13.0045 17.9492 23.7899 30.9538 40.1824 53.1816 75.4274];
else error('Not support AS');
end

```

程序 2.23 “assign_offset”，为每一子径分配偏移角

```

function theta_AoA_deg = assign_offset(AoA_deg,AS_deg)
% 分配平均 AoA/AoD 偏移
% 输入:
% AoA_deg : 平均 AoA/AoD
% AS      : 角度扩展
% 输出:
% theta_AoA_deg: AoA_deg+offset_deg
offset = equalpower_subray(AS_deg);
theta_AoA_deg = zeros(length(AoA_deg),length(offset));
for n = 1 : length(AoA_deg)
    for m = 1 : length(offset)
        theta_AoA_deg(m,[2*m-1:2*m]) = AoA_deg(n)+[offset(m)-offset(m)];
    end
end

```

程序2.24“gen_phase”，为每一子径生成相位

```

function [BS_theta_deg,MS_theta_deg,BS_PHI_rad] = gen_phase(BS_theta_LOS_deg, ...
    BS_AS_deg,BS_AoD_deg,MS_theta_LOS_deg,MS_AS_deg,MS_AoA_deg,M)
% 生成在BS和MS的相位
% 输入:
%     BS_theta_LOS_deg : 在BS处LOS路径的AoD[degree]
%     BS_AS_deg        : BS的AS[degree]
%     BS_AoD_deg       : BS的AoD[degree]
%     MS_theta_LOS_deg : 在MS处LOS路径的AoA[degree]
%     MS_AS_deg        : MS的AS[degree]
%     MS_AoA_deg       : MS的AoA[degree]
%     M                : 子径数
% 输出:
%     BS_theta_deg     : 在BS处每一径的(Npath×M)DoA[degree]
%     BS_PHI_rad       : 在BS处(Npath×M)随机相位[degree]
%     MS_theta_deg     : 在MS处每一径的(Npath×M)DoA[degree]
if nargin == 6
    M = 20;
end
BS_PHI_rad = 2*pi*rand(length(BS_AoD_deg),M); % 均匀相位
BS_theta_deg = assign_offset(BS_theta_LOS_deg+BS_AoD_deg,BS_AS_deg);
MS_theta_deg = assign_offset(MS_theta_LOS_deg+MS_AoA_deg,MS_AS_deg);
% 随机配对
index = randperm(M);
MS1 = size(MS_theta_deg,1);
for n = 1 : MS1
    MS_theta_deg(n,:) = MS_theta_deg(n,index);
end

```

程序2.25“ray_fading”，产生每一子径的衰落

```

function h = ray_fading(M, PDP, BS_PHI_rad, MS_theta_deg, v_ms, theta_v_deg, lambda, t)
% 输入:
%     M            : 子径数
%     PDP          : 1×Npath Power at delay
%     BS_theta_deg : 在BS处每一径的(Npath×M)DoA[degree]
%     BS_PHI_rad   : 在BS处(Npath×M)随机相位[degree]
%     MS_theta_deg : 在MS处每一径的(Npath×M)DoA[degree]
%     v_ms         : 移动速度[m/s]
%     theta_v_deg  : 移动的DoT[degree]
%     lambda       : 波长[m]
%     t            : 当前时间
% 输出:
%     h            : 1×length(PDP)信道系数
MS_theta_rad = deg2rad(MS_theta_deg);

```

```

theta_v_rad = deg2rad(theta_v_deg);
% 利用式 (2.32) 生成信道系数
for n = 1 : length(PDP)
    tmph = exp(-j*BS_PHI_rad(n,:))*ones(size(t)).*...
        exp(-j*2*pi/lambda*v_ms*cos(MS_theta_rad(n,:)-theta_v_rad)*t);
    h(n,:) = sqrt(PDP(n)/M)*sum(tmph);
end

```

程序 2.26 “dB2W”, dB 与 W 的转换

```

function y = dB2W(dB)
y = 10.^ (0.1*dB);

```

2.2.4 频率选择性衰落信道模型

正如 1.2.1 小节描述的, 对频率选择性衰落信道建模时, 需要功率时延分布 (PDP)。PDP 描述了接收信号的平均功率在每一径上的分布情况, 其中每一径的功率由该径功率与第一径功率的比值给出。表 2.3~表 2.6 给出了 ITU-R 模型和 COST 207 模型的 PDP。在目前所有的 PDP 模型中, 这两个模型是最普遍的^[12, 13]。

接下来, 我们介绍如何由给定的 PDP 实现频率选择性衰落信道。

表 2.3 ITU-R 模型中的 PDP^[12]

编 号	步行 A		步行 B		车辆 A		车辆 B		多普 勒谱
	相对时延 [ns]	平均功率 [dB]	相对时延 [ns]	平均功率 [dB]	相对时延 [ns]	平均功率 [dB]	相对时延 [ns]	平均功率 [dB]	
1	0	0.0	0	0.0	0	0.0	0	-2.5	经典
2	110	-9.7	200	-0.9	310	-1.0	300	0.0	经典
3	190	-19.2	800	-4.9	710	-9.0	8900	-12.8	经典
4	410	-22.8	1200	-8.0	1090	-10.0	12900	-10.0	经典
5	—	—	2300	-7.8	1730	15.0	17100	-25.2	经典
6	—	—	3700	-23.9	2510	-20.0	20000	-16.0	经典

表 2.4 COST 207 模型 (简化的 TU, 简化的 BU) 的 PDP^[31]

编 号	典型城市 (TU)			恶劣城市 (BU)		
	相对时延[μs]	平均功率	多普勒谱	相对时延[μs]	平均功率	多普勒谱
1	0.0	0.189	经典	0.0	0.164	经典
2	0.2	0.379	经典	0.3	0.293	经典
3	0.5	0.239	经典	1.0	0.147	GAUS1
4	1.6	0.095	GAUS1	1.6	0.094	GAUS1
5	2.3	0.061	GAUS2	5.0	0.185	GAUS2
6	5.0	0.037	GAUS2	6.6	0.117	GAUS2

表2.5 COST 207模型(TU, BU)的PDP^[31]

编 号	典型城市(TU)			恶劣城市(BU)		
	相对时延[μs]	平均功率	多普勒谱	相对时延[μs]	平均功率	多普勒谱
1	0.0	0.092	经典	0.0	0.033	经典
2	0.1	0.115	经典	0.1	0.089	经典
3	0.3	0.231	经典	0.3	0.141	经典
4	0.5	0.127	经典	0.7	0.94	GAUS1
5	0.8	0.115	GAUS1	1.6	0.114	GAUS1
6	1.1	0.074	GAUS1	2.2	0.052	GAUS2
7	1.3	0.046	GAUS1	3.1	0.035	GAUS2
8	1.7	0.074	GAUS1	5.0	0.140	GAUS2
9	2.3	0.051	GAUS2	6.0	0.136	GAUS2
10	3.1	0.032	GAUS2	7.2	0.041	GAUS2
11	3.2	0.018	GAUS2	8.1	0.019	GAUS2
12	5.0	0.025	GAUS2	10.0	0.006	GAUS2

表2.6 COST 207模型(RA)的PDP

编 号	典型郊区(RA)		
	相对时延[μs]	平均功率	多普勒谱
1	0.0	0.602	RICE
2	0.1	0.241	经典
3	0.2	0.096	经典
4	0.3	0.036	经典
5	0.4	0.018	经典
6	0.5	0.006	经典

1. 抽头延时线模型

通常利用抽头延迟线(Tapped Delay Line, TDL)模型实现多径信道。TDL模型采用一组非频率选择性(平坦)衰落生成器(如使用FWGN模型或者Jakes模型)，其中各生成器相互独立，且平均功率为1。如图2.18所示，独立的衰落生成器的输出与抽头功率相乘，得到TDL模型的系数。实际上，可以用FIR滤波器实现TDL，滤波器的输出为

$$y(n) = \sum_{d=0}^{N_D-1} h_d(n) x(n-d) \quad (2.36)$$

其中， N_D 为FIR滤波器的抽头数。然而，如果抽头时延不是采样周期 T_s 的整数倍，就不能直接用FIR滤波器实现。接下来，我们讨论如何处理这一特殊情况。

2. 抽头调整

由于一般信道的PDP是基于特定环境(如宏蜂窝或室内)的实际测量值得到的，时延有可能不是采样周期 T_s 的整数倍。在这种情况下，为了实现离散的信道仿真器，需要调整PDP。例如，可以利用过采样将抽头时延修正为采样周期的整数倍，然而，这样做会导致FIR滤波器的抽头数

太多。反之，抽头插值、取整或抽头重复采样是实施起来更为简便的方法。接下来，我们介绍取整和抽头插值的方法。我们必须保证抽头调整后信道的特性（如 RMS 时延扩展）保持不变。

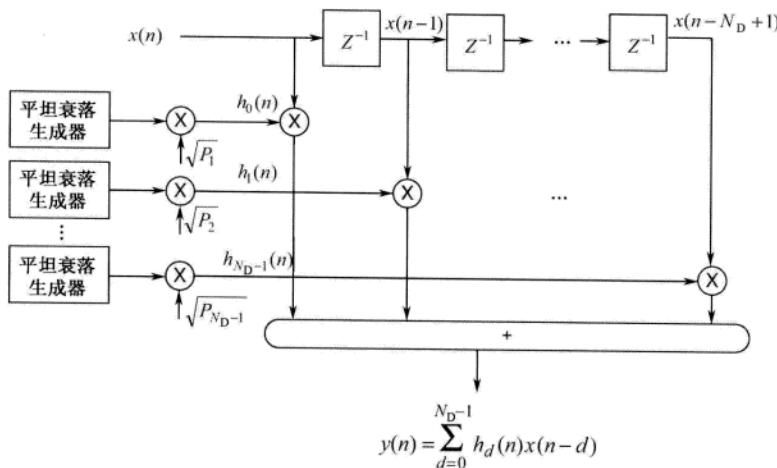


图 2.18 基于TDL的频率选择性衰落信道模型

取整法将抽头调整到最近的采样时刻，能够保证路径数和每一路的功率不变。图 2.19 显示了四舍五入法的抽头调整方法。在这一方法中，新的抽头时延可以表示为

$$t'_d = \text{floor}(t_d/T_s + 0.5) \cdot T_s \quad (2.37)$$

其中， T_s 为采样周期， t_d 为信道时延。可以用 MATLAB 中的“round”函数实现式 (2.37)。

此外，抽头插值法按照两个相邻的采样时刻表示原来的信道时延，用关于信道时延的相对距离加权两个采样时刻。令 t_r 表示关于信道时延的相对距离， t_i 表示离散时延编号，即有

$$t_r = t_d/T_s - t_i \quad (2.38)$$

其中， $t_i = \text{floor}(t_d/T_s)$ ， $t_i = 0, 1, 2, 3, \dots$ 。令 $\tilde{h}_{t_i}(n)$ 表示时延为 t_i 的新抽头的临时复信道系数，假设 $\tilde{h}_0(n) = 0$ 。令 $h_{t_d}(n)$ 表示在给定时延 t_d 情况下的复信道系数。如图 2.20 所示，将复信道系数 $h_{t_d}(n)$ 分配到两个相邻的采样时间，则时延为 t_i 的新抽头更新为

$$h'_{t_i}(n) = \tilde{h}_{t_i}(n) + \sqrt{1-t_r} h_{t_d}(n) \quad (2.39)$$

而且，时延为 t_i+1 的新抽头的临时复信道系数为

$$\tilde{h}_{t_i+1}(n) = \sqrt{t_r} h_{t_d}(n) \quad (2.40)$$

其中， $t_i T_s < t_d \leq (t_i + 1) T_s$ 。如果在两个连续的采样时间内存在一个或更多的抽头，通过式 (2.39) 和式 (2.40) 中的分配方法，可以在相同采样时刻上将它们进行叠加。

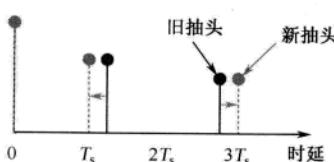


图 2.19 采用四舍五入法的抽头调整

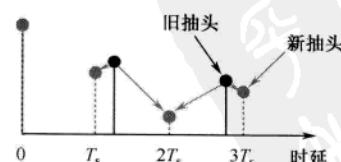


图 2.20 采用插值法的抽头调整

2.2.5 SUI信道模型

根据1.1.3小节中的IEEE 802.16信道模型,依据树密度和路径损耗情形,可以将郊区路径损耗环境分为三种地形。斯坦福大学过渡(Stanford University Interim, SUI)信道模型与IEEE 802.16d信道模型的应用环境相同。通过信道参数的不同组合,能够得到描述北美地区三种典型地形的六种不同信道模型^[9,10],如表2.7所示。表2.8总结了SUI模型中的信道参数。注意,对于不同的天线类型(如定向或者全向天线),需要设置不同的K因子和 σ_r ^[9,10]。

表2.7 不同地形下的SUI信道模型

地形类型	SUI信道
A	SUI-5, SUI-6
B	SUI-3, SUI-4
C	SUI-1, SUI-2

表2.8 SUI信道参数^[10]

SUI 1/2/3/4/5/6信道			
	抽头1	抽头2	抽头3
时延[μs]	0/0/0/0/0/0	0.4/0.4/0.4/1.5/4/14	0.9/1.1/0.9/4/10/20
功率(全向天线)[dB]	0/0/0/0/0/0	-15/-12/-5/-4/-5/-10	-20/-15/-10/-8/-10/-14
90% K因子(全向)	4/2/1/0/0/0	0/0/0/0/0/0	0/0/0/0/0/0
75% K因子(全向)	20/11/7/1/0/0	0/0/0/0/0/0	0/0/0/0/0/0
50% K因子(全向)	-/-/-/2/1	-/-/-/0/0	-/-/-/0/0
功率(30°天线)[dB]	0/0/0/0/0/0	-21/-18/-11/-10/-11/-16	-32/-27/-22/-20/-22/-26
90% K因子(30°天线)	16/8/3/1/0/0	0/0/0/0/0/0	0/0/0/0/0/0
75% K因子(30°天线)	72/36/19/5/2	0/0/0/0/0/0	0/0/0/0/0/0
50% K因子(30°天线)	-/-/-/7/5	-/-/-/0/0	-/-/-/0/0
多普勒[Hz]	0.4/0.2/0.4/0.2/0.4	0.3/0.15/0.3/0.15/1.5/0.3	0.5/0.25/0.5/0.25/2.5/0.5
天线相关	$\rho_{\text{ENV}}=0.7/0.5/0.4/0.3/0.5/0.3$		
增益减小因子	$G_{\text{RF}}=0/2/3/4/4/4 \text{ dB}$		
归一化因子	$F_{\text{omni}}=-0.1771/-0.3990/-1.5113/-1.918/-1.5113/-0.5683 \text{ dB}$ $F_{30^\circ}=-0.0371/-0.0768/0.3573/-0.4532/-0.3573/-0.1184 \text{ dB}$		
地形类型	C/C/B/B/A/A		
全向天线	$\sigma_r=0.111/0.202/0.264/1.257/2.842/5.240 \mu\text{s}$		
总体的K	$K=3.3/16/0.5/0.2/0.1/0.1 \text{ (90\%)}$ $K=10.4/5.1/1.6/0.6/0.3/0.3 \text{ (75\%)}$ $K=-/-/-/1.0/1.0 \text{ (50\%)}$		
30°天线	$\sigma_r=0.042/0.69/0.123/0.563/1.276/2.370 \mu\text{s}$		
总体的K	$K=14.0/6.9/2.2/1.0/0.4/0.4 \text{ (90\%)}$ $K=44.2/21.8/7.0/3.2/1.3/1.3 \text{ (75\%)}$ $K=-/-/-/4.2/4.2 \text{ (50\%)}$		

在SUI信道模型中,多普勒PSD可以用下面的截断形式建模:

$$S(f) = \begin{cases} 1 - 1.72f_0^2 + 0.785f_0^4, & f_0 \leq 1 \\ 0, & f_0 > 1 \end{cases} \quad (2.41)$$

其中, $f_0 = f/f_m$ 。如图2.21(a)所示为在2.5GHz带宽的情况下经测量得到的实际多普勒PSD。

图2.21(b)给出了式(2.41)中截断的多普勒PSD。

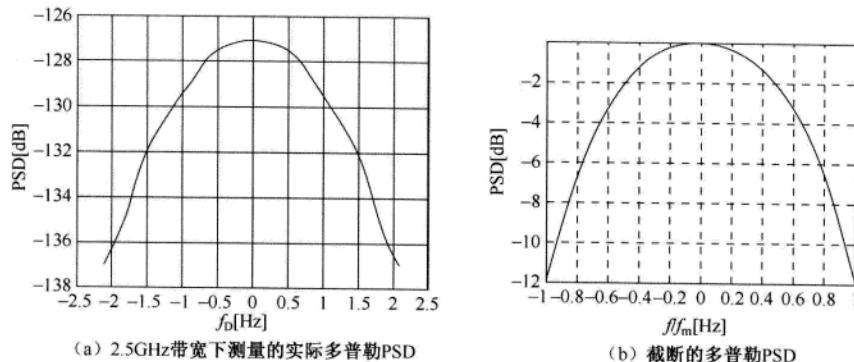


图 2.21 多普勒PSD模型



图 2.22 SUI信道建模过程

表 2.8 中的天线相关参数 ρ_{ENV} 仅适用于 MIMO 信道模型。本章只研究 SISO 信道, 有关 MIMO 信道的内容将在第 3 章中给出。如图 2.22 所示, 一个 SUI 信道的建模过程可以总结为三步。一旦设置了 SUI 信道参数, 就可以通过 2.2.1 节中的 FWGN 模型产生一个衰落信道。最后, 利用 2.2.4 节的插值或重复采样方法, 使衰落信道适用于所考虑的无线传输系统。

图 2.23 给出了一个 SUI 信道模型的 PDP、时域特性和 PSD。运行程序 2.27 (“plot_SUI_channel.m”) 可以得到图 2.23。程序 2.27 分别调用程序 2.28 (“SUI_parameters”) 和程序 2.29 (“SUI_fading”) 来设置表 2.8 中所列的参数和使用 FWGN 产生 SUI 衰落矩阵。

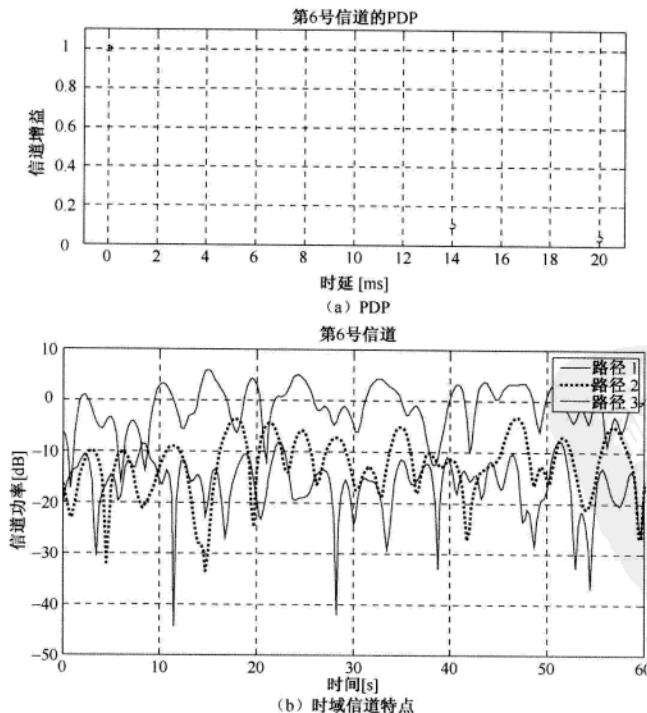


图 2.23 SUI-6 信道模型的信道特点

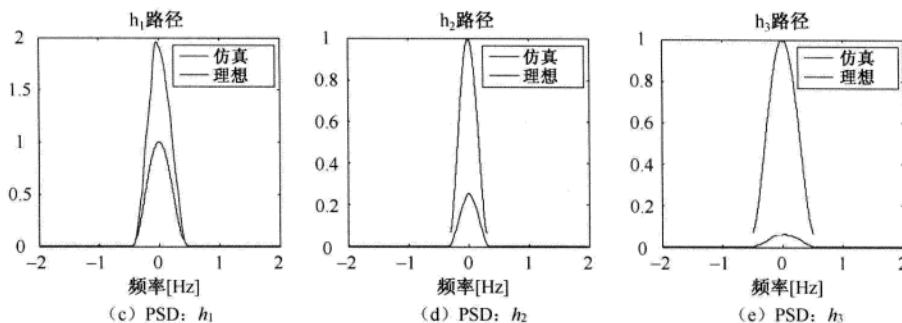


图 2.23 SUI-6 信道模型的信道特点 (续)

关于 SISO 信道建模的更多信息, 读者可以参阅文献[32~37]。

MATLAB 程序: SUI 信道模型

程序 2.27 “plot_SUI_channel.m”, 绘制 SUI 信道模型

```
% plot_SUI_channel.m
clear, clf
ch_no = 6;
fc = 2e9;
fs_Hz = 1e7;
Nfading = 1024; % 多普勒滤波器大小
N = 10000;
Nfosc = 4;
[Delay_us, Power_dB, K_factor, Dopplershift_Hz, ...
Ant_corr, Fnorm_dB] = SUI_parameters(ch_no);
[FadTime, tf] = SUI_fading(Power_dB, K_factor, ...
Doppler_shift_Hz, Fnorm_dB, N, Nfading, Nfosc);
c_table = ['b'; 'r'; 'k'; 'm'];
subplot(311)
stem(Delay_us, 10.^(P_dB/10))
grid on, axis([-1 21 0 1.1])
xlabel('Delay time[ms]'), ylabel('Channel gain')
title(['PDP of Channel No.', num2str(ch_no)])
subplot(312)
for k = 1 : length(Power_dB)
plot([0:length(FadTime(k,:))-1]*tf, ...
20*log10(abs(FadTime(k,:))), c_table(k));
hold on
end
grid on, xlabel('Time[s]')
ylabel('Channel Power[dB]')
title(['Channel No.', num2str(ch_no)])
axis([0 60 -50 10])
legend('Path 1', 'Path 2', 'Path 3')
idx_nonz = find(Doppler_shift_Hz);
```

```

FadFreq = ones(length(Doppler_shift_Hz),Nfading);
for k = 1 : length(idx_nonz)
    max_dsp = 2*Nfost*max(Doppler_shift_Hz);
    dfmax = max_dsp/Nfading; % 相对于最大的多普勒频率的多普勒频率间隔
    Nd = floor(Doppler_shift_Hz(k)/dfmax)-1;
    f0 = [-Nd+1:Nd]/Nd; % 频率向量
    f = f0.*Doppler_shift_Hz(k);
    tmp = 0.785*f.^4 - 1.72*f.^2 + 1.0; % 式 (2.41)
    hpsd = psd(spectrum.welch,FadTime(idx_nonz(k),:),...
        'Fs',max_dsp,'SpectrumType','twosided');
    nrom_f = hpsd.Frequencies-mean(hpsd.Frequencies);
    PSD_d = fftshift(hpsd.Data);
    subplot(3,3,6+k)
    plot(nrom_f,PSD_d,'b', f,tmp,'r')
    xlabel('Frequency[Hz]')
    axis([-1 1 0 1.1*max([PSD_d tmp])])
    title(['h_',num2str(idx_nonz(k)), ' path'])
end

```

程序 2.28 “SUI_parameters”，设置 SUI 信道模型参数

```

function [Delay_us,Power_dB,K_factor,Doppler_shift_Hz,Ant_corr,Fnorm_dB] =...
    SUI_parameters(ch_no)
% SUI 信道参数
% 输入:
%   ch_no          : 信道场景编号
%   输出:
%   Delay_us       : 抽头时延[us]
%   Power_dB       : 每一抽头的功率[dB]
%   K_factor       : 莱斯 K 因子
%   Doppler_shift_Hz : 多普勒频率[Hz]
%   Ant_corr       : 天线（包络）相关系数
%   Fnorm_dB       : 增益归一化因子[dB]
if ch_no < 1 || ch_no > 6,
    error('Not supports channel number');
end
Delays = [0 0.4 0.9; 0 0.4 1.1; 0 0.4 0.9; 0 1.5 4; 0 4 10; 0 14 20];
Powers = [0 -15 -20; 0 -12 -15; 0 -5 -10; 0 -4 -8; 0 -5 -10; 0 -10 -14];
Ks = [4 0 0; 2 0 0; 1 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 0 0];
Dopplers = [0.4 0.3 0.5; 0.2 0.15 0.25; 0.4 0.3 0.5;
            0.2 0.15 0.25; 2 1.5 2.5; 0.4 0.3 0.5];
Ant_corr = [0.7 0.5 0.4 0.3 0.5 0.3];
Fnorms = [-0.1771 -0.393 -1.5113 -1.9218 -1.5113 -0.5683];
Delay_us = Delays(ch_no,:);
Power_dB = Powers(ch_no,:);
K_factor = Ks(ch_no,:);
Doppler_shift_Hz = Dopplers(ch_no,:);

```

```
Ant_corr = Ant_corr(ch_no);
Fnorm_dB = Fnorms(ch_no);
```

程序 2.29 “SUI_fading”，通过 FWGN 生成 SUI 衰落信道

```
function [FadMtx,tf] = ...
    SUI_fading(P_dB,K_factor,Dopplershift_Hz,Fnorm_dB,N,M,Nfosc)
% 利用 FWGN 频域滤波产生 SUI 衰落
% 输入:
% P_dB          : 每一抽头的功率[dB]
% K_factor      : 莱斯 K 因子
% Dopplershift_Hz : 包含每一径的最大多普勒频率的向量[Hz]
% Fnorm_dB      : 增益归一化因子[dB]
% N             : 独立的随机实现的个数
% M             : 多普勒滤波器的长度, 即 IFFT 的大小
% Nfosc         : 衰落过采样因子
% 输出:
% FadMtx        : length(P_dB)×N 衰落矩阵
% tf             : 衰落采样时间=1/(最大的多普勒带宽 BW×Nfosc)
Power = 10.^ (P_dB/10); % 计算线性功率
s2 = Power./ (K_factor+1); % 计算方差
s = sqrt(s2);
m2 = Power.* (K_factor./ (K_factor+1)); % 计算恒定功率
m = sqrt(m2); % 计算恒定部分
L = length(Power); % 抽头数量
fmax = max(Dopplershift_Hz);
tf = 1/(2*fmax*Nfosc);
if isscalar(Dopplershift_Hz)
    Dopplershift_Hz = Dopplershift_Hz*ones(1,L);
end
path_wgn = sqrt(1/2)*complex(randn(L,N),randn(L,N));
for p = 1 : L
    filt = gen_filter(Dopplershift_Hz(p),fmax,M,Nfosc,'sui');
    path(p,:) = fffilt(filt,[path_wgn(p,:); zeros(1,M)]); % FWGN
end
FadMtx = path(:,M/2+1:end-M/2);
for i = 1 : L
    FadMtx(i,:) = FadMtx(i,:)*s(i) + m(i)*ones(1,N);
end
FadMtx = FadMtx*10^(Fnorm_dB/20);
```

3 章

MIMO 信道模型

在第 3 章中,首先将对 MIMO 信道的统计模型进行总体介绍;然后介绍基于相关性的 I-METRA 信道模型和基于射线的 3GPP 空间信道模型 (SCM),这两种模型可以作为实现 MIMO 信道的特定方法。通过空间相关矩阵可以实现基于相关性的信道模型,然而必须使用特定的多普勒谱来实现时间相关性。另一方面,通过合并多径能够实现基于射线的信道模型,其中每一径分布在给定功率方位谱 (PAS) 的角域中。这样做既不需要多普勒谱,也不需要空间相关矩阵,只是涉及一系列的复数运算。

3.1 MIMO 统计信道模型

回顾前面的知识可以知道,在描述 SISO 信道特点时,时延扩展和多普勒扩展是需要考虑的两个最重要的因素。在发送机和/或接收机采用多根天线的 MIMO 系统中,发射天线和接收天线之间的相关性是 MIMO 信道的一个重要方面。MIMO 信道的空间相关性取决于每个多径分量的到达角度 (AoA)。如图 3.1 所示,考虑采用均匀线性阵列 (Uniform Linear Array, ULA) 的 SIMO 信道,其中 M 根天线以距离 d 等间隔排列。令 $y_i(t)$ 表示第 i 根天线上的接收信号, α_i 、 τ_i 和 ϕ_i 分别表示到第 i 根天线的信道增益、时延和 AoA。如图 3.2 (a) 所示,定义 AoA 为入射路径与天线单元的垂直方向 (Broadside) 之间的夹角。需要指出的是,每根接收天线上的每条路径的接收信号是由大量无法分辨的信号组成的,而且这些信号分布在平均 AoA 的周围。在 M 根天线的 ULA 中,接收信号向量 $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$ 可以表示为

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i \mathbf{c}(\phi_i) x(t - \tau_i) + \mathbf{N}(t) \quad (3.1)$$

其中, I 为每根天线上的路径数, $\mathbf{c}(\phi)$ 为天线阵列的导向向量。定义 $\mathbf{c}(\phi)$ 为

$$\begin{aligned} \mathbf{c}(\phi) &= [c_1(\phi), c_2(\phi), \dots, c_M(\phi)]^T \\ c_m(\phi) &= f_m(\phi) e^{-j2\pi(m-1)(d/\lambda)\sin\phi}, \quad m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (3.2)$$

在式 (3.2) 中, $f_m(\phi)$ 为第 m 根天线的复场方向图, λ 为载波波长。式 (3.1) 中的接收信号可以用下面的积分形式表示

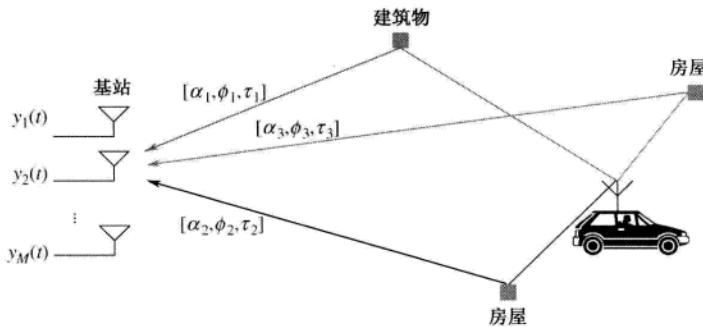


图 3.1 SIMO 信道环境

$$y(t) = \iint c(\phi) h(\phi, \tau) d\tau d\phi + N(t) \quad (3.3)$$

其中， $h(\phi, \tau)$ 表示信道，它是方位-时延扩展 (Azimuth-Delay Spread, ADS) 的函数^[38]。瞬时的功率方位-时延谱 (Power Azimuth-Delay Spectrum, PADS) 为

$$P_{\text{inst}}(\phi, \tau) = \sum_{i=1}^I |\alpha_i|^2 \delta(\phi - \phi_i, \tau - \tau_i) \quad (3.4)$$

定义式 (3.4) 的期望为平均 PADS:

$$P(\phi, \tau) = E\{P_{\text{inst}}(\phi, \tau)\} \quad (3.5)$$

计算 PADS 关于时延的积分，可以得到功率方位谱或功率角度谱 (PAS):

$$P_A(\phi) = \int P(\phi, \tau) d\tau \quad (3.6)$$

定义 PAS 的中心矩为方位角扩展或角度扩展 (AS):

$$\sigma_A = \sqrt{\int (\phi - \phi_0)^2 P_A(\phi) d\phi} \quad (3.7)$$

其中， ϕ_0 为平均到达角度 (即 $\phi_0 = \int \phi P_A(\phi) d\phi$)^[38]。同理，计算 PADS 关于 AoA 的积分，可以得到功率时延谱 (Power Delay Spectrum, PDS):

$$P_D(\tau) = \int P(\phi, \tau) d\phi \quad (3.8)$$

另外，定义 PDS 的中心矩为时延扩展 (Delay Spread, DS):

$$\sigma_D = \sqrt{\int (\tau - \tau_0)^2 P_D(\tau) d\tau} \quad (3.9)$$

其中， τ_0 为平均时延扩展 (即 $\tau_0 = \int \tau P_D(\tau) d\tau$)。

一旦得到 AoA 和时延的联合 PDF $f(\phi, \tau)$ ，就可以分别给出 AoA 和时延扩展的边缘 PDF:

$$f_A(\phi) = \int f(\phi, \tau) d\tau \quad (3.10)$$

和

$$f_D(\tau) = \int f(\phi, \tau) d\phi \quad (3.11)$$

尽管 Clarke 信道模型假设在移动台 (Mobile Station, MS) 处 AoA 是均匀分布的，但在基站 (Base Station, BS) 处 AoA 的分布明显不同。总的来说，在 MS 处，对于距离为 $\lambda/2$ 的等间隔天线阵列，其空间相关性几乎为零。然而，为了保证在 BS 处具有较小的空间相关性，天线的间隔大概要保持在 $10\lambda \sim 40\lambda$ 。此外，通常将时延扩展的 PDF 近似为一个指数函数。

如图 3.2 (a) 所示为将图 3.1 中的信道环境放大后得到的一个 MIMO 信道模型。图中显示了三条可分辨的路径，其中每一条路径都有 M_i 条不可分辨的子径，每一子径都以平均 AoA 为中心

到达。如图 3.2 (d) 所示, 在微蜂窝或宏蜂窝环境中, 这些不可分辨的子径的 AoA 均服从高斯分布。另外, AoA 的功率分布 (即 PAS) 服从拉普拉斯分布, 尽管它会随小区环境的改变而改变。注意, AoA 的特性不同于 PAS 的分布。换句话说, 尽管 PAS 用来描述 AoA 的功率分布, 但是 AoA 的分布并没有考虑每一径的功率。最后, 可分辨的路径的功率分布, PDS 或 PDP, 通常服从指数分布, 如图 3.2 (b) 所示。

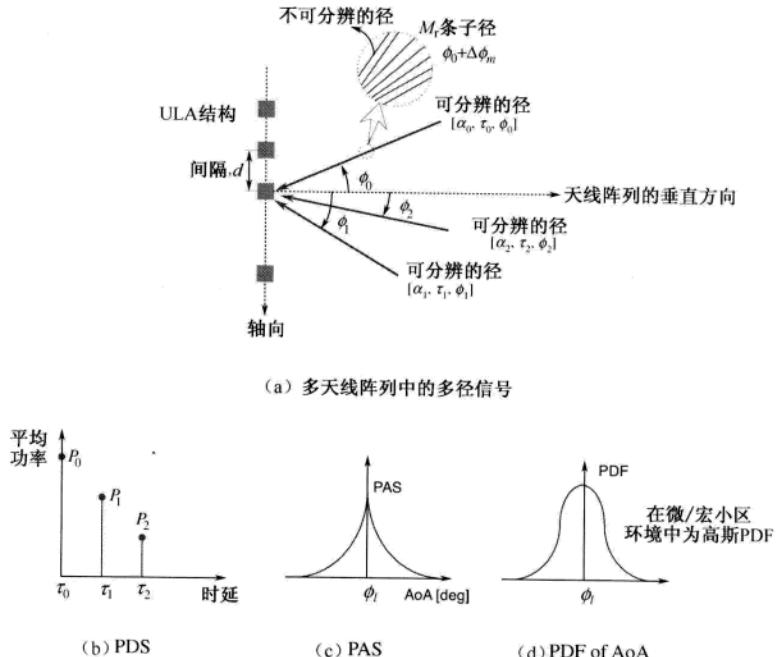


图 3.2 MIMO 信道模型

3.1.1 空间相关性

总的来说, 对于来自不同天线的每一条路径的接收信号, 它们可能是空间相关的, 空间相关性取决于路径传播的距离差。在这一小节中, 我们研究不同天线间接收信号的空间相关性。

如图 3.3 所示, 考虑间隔为 d 的两根全向天线 **a** 和 **b**。对于平均 AoA 为 ϕ_0 的基带接收信号,

它们的传输距离差为 $d \sin \phi_0$, 相应的时延差为 $\tau_0 = (d/c) \sin \phi_0$ 。令 α 和 β 分别表示每条路径的幅度和相位, 分别服从瑞利分布和 $[0, 2\pi)$ 上的均匀分布。假设信道是窄带的, 则两根天线的信道脉冲响应可以分别表示为

$$h_a(\phi) = \alpha e^{j\beta} \sqrt{P(\phi)} \quad (3.12a)$$

和

$$h_b(\phi) = \alpha e^{j(\beta + 2\pi d \sin(\phi)/\lambda)} \sqrt{P(\phi)} \quad (3.12b)$$

其中, $P(\phi)$ 为式(3.6)中定义的 PAS, 满足 $P(\phi) = P_A(\phi)$ 。

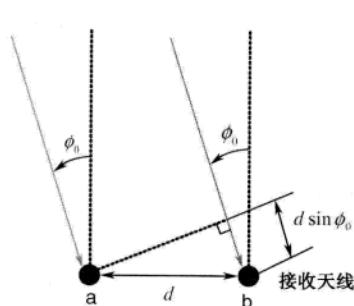


图 3.3 两根全向天线的信号模型

对于平均 AoA 为 ϕ_0 、间隔为 d 的两根天线，接收信号的空间相关函数定义为

$$\begin{aligned}\rho_c(d, \phi_0) &= E_\phi \{h_a(\phi)h_b^*(\phi)\} \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} h_a(\phi)h_b^*(\phi)P(\phi - \phi_0)d\phi\end{aligned}\quad (3.13)$$

考虑 $\phi_0 = 0^\circ$ 、 $\sigma_A = 0^\circ$ 的极端情况，即 $P(\phi - \phi_0) = \delta(\phi)$ ，这表明对于每一根天线来说，在天线阵列的垂直方向上仅存在一条子径。在这种特殊情况下，AoA 不会在 h_a 和 h_b 之间引起时间差。因此，空间相关总为 1，即 $\rho_c(d) = E_\phi \{h_a h_b^*\} = E \{|\alpha|^2\} = 1$ 。然而，如式 (3.12) 所示，在 AoA 和 AS 均不为零的情况下， $h_a(\phi)$ 和 $h_b(\phi)$ 之间存在一个时间差。由此，可以得到下面的空间相关函数：

$$\begin{aligned}\rho_c(d, \phi_0) &= E_\phi \{h_a(\phi)h_b^*(\phi)\} \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi d \sin(\phi - \phi_0)}{\lambda} P(\phi - \phi_0)} d\phi \\ &= R_{xx}(d, \phi_0) + jR_{xy}(d, \phi_0)\end{aligned}\quad (3.14)$$

其中，假设 $P(\phi)$ 已经归一化为 1，即 $\int_{-\pi}^{\pi} P(\phi)d\phi = 1$ ； $R_{xx}(d, \phi_0)$ 表示两个接收信号的实部之间的相关性； $R_{xy}(d, \phi_0)$ 表示两个接收信号的实部和虚部之间的相关性^[39]。定义归一化的天线距离 $D = 2\pi d / \lambda$ ，则空间相关函数可以重新表示为

$$\begin{aligned}R_{xx}(D, \phi_0) &= E \{\operatorname{Re}(h_a) \cdot \operatorname{Re}(h_b)\} \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D \sin \phi) P(\phi - \phi_0) d\phi\end{aligned}\quad (3.15)$$

$$\begin{aligned}R_{xy}(D, \phi_0) &= E \{\operatorname{Re}(h_a) \cdot \operatorname{Im}(h_b)\} \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D \sin \phi) P(\phi - \phi_0) d\phi\end{aligned}\quad (3.16)$$

如式 (3.15) 和式 (3.16) 所示，天线间的空间相关性主要取决于平均 AoA、PAS 和天线间的距离 d 。特别地，当 PAS 的 AS 很小时，组成每一条路径的大部分子径以相同的角度到达每一根天线。这表明，由于两个信号的幅值大小相等，它们之间相互关联，而由于它们的 AoA 不同，它们的相位也不同。由于两根天线间的相关性增大时，信道容量和分集增益会减小（将在第 9 章讨论），因此必须保证足够大的天线间隔，以减小其相关性。

3.1.2 PAS 模型

正如 3.1.1 节讨论的，从式 (3.14) ~ 式 (3.16) 可以看出 PAS 是确定两根天线空间相关性的一个重要因素。事实上，对空间相关性进行数学分析时，需要实际环境的 PAS 分布。根据不同信道环境（如室内或室外、宏蜂窝或微蜂窝）的实际测量值，可以得到各种形式的 PAS 模型，包括表 3.1 中给出的模型^[40]。PAS 的样式主要取决于本地散射分量的分布。总的来说，在所有的环境中，在 MS 处能够观测到大部分的本地散射分量。然而，根据小区中不同的地形特点，在 BS 处能够观测到不同的 PAS 分布，而且 PAS 通常具有很小的 AS。注意，在微微蜂窝（Picocell）或室内环境中，在 BS 处的 PAS 仍然是均匀分布的。接下来，我们详细解释表 3.1 中的 PAS 类型。

表 3.1 不同环境下的 PAS 模型^[40]

环 境		BS	MS
室外	宏蜂窝	<ul style="list-style-type: none"> 截断的拉普拉斯分布 余弦函数的 n 次幂 截断的高斯分布 均匀分布 	均匀分布
	微蜂窝	几乎均匀	
	微微蜂窝	均匀分布	
室内		均匀分布	

此外, 表 3.2 给出了在室内和室外两种环境下, 通过测量得到的不同载波频率下的平均 AS。虽然在室内环境中可以观测到多簇, 但表 3.2 只给出了其中一簇的结果。从表 3.2 可以清楚地看到, 在室内环境中 AS 比较大, 而在室外环境中 AS 通常小于 10° 。

表 3.2 不同环境下的平均 AS^[40]

		室外					
		宏蜂窝			微蜂窝		
参考文献	载波频率 (MHz)	城市	郊区	农村	LOS	NLOS	室内
[41]	1000						$20^\circ \sim 60^\circ$
[42]	1800	$5^\circ \sim 10^\circ$					
[43]	1800	8°	5°				
[44]	1845			$<10^\circ$			
[45]	1873	$3^\circ \sim 15^\circ$					
[46]	2100	$7^\circ \sim 12^\circ$	$3^\circ \sim 18^\circ$				
[47]	2154			10.3°			
[48]	2200			3°	$<10^\circ$	$<20^\circ$	
[49]	7000						$22^\circ \sim 26^\circ$

1. PAS 模型

(1) 余弦函数 n 次幂的 PAS 模型

可以将 PAS 表示为余弦函数的 n 次幂:

$$P(\phi) = \frac{Q}{\pi} \cos^n(\phi), \quad -\frac{\pi}{2} + \phi_0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} + \phi_0 \quad (3.17)$$

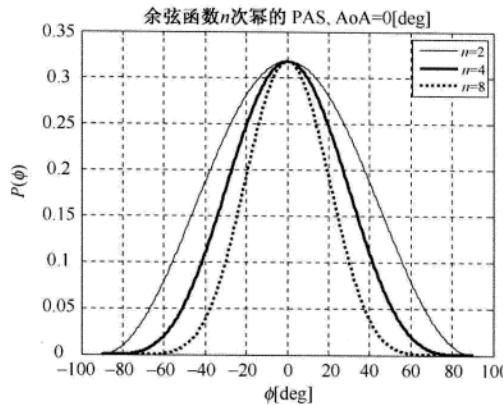
其中, n 为与波束宽度有关的偶整数, Q 为 PAS 的归一化因子^[41]。如图 3.4 所示为 $n=2, 4, 8$ 的情况下, 平均 AoA 为 0° (即 $\phi_0=0^\circ$) 的 PAS。PAS 的宽度随着 n 的增大而减小。将式 (3.17) 分别代入式 (3.15) 和式 (3.16) 中, 可以得到空间相关性为

$$R_{xx}(D, \phi_0) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos(D \sin \phi) \cdot \frac{Q}{\pi} \cos^n(\phi - \phi_0) d\phi \quad (3.18)$$

和

$$R_{xy}(D, \phi_0) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin(D \sin \phi) \cdot \frac{Q}{\pi} \cos^n(\phi - \phi_0) d\phi \quad (3.19)$$

由于存在余弦函数的 n 次幂, 所以式 (3.18) 和式 (3.19) 没有显性表达式, 只能通过数值分析求解。

图 3.4 余弦函数 n 次幂的 PAS 模型

(2) 均匀 PAS 模型

均匀 PAS 模型适用于对富散射环境（如室内环境）的建模。这种模型表示了在给定角度范围内功率呈均匀分布的情况：

$$P(\phi) = Q \cdot 1, \quad -\Delta\phi + \phi_0 \leq \phi \leq \Delta\phi + \phi_0 \quad (3.20)$$

其中， $\Delta\phi = \sqrt{3}\sigma_A$ ^[39]， Q 为 PAS 的归一化因子，取值为

$$Q = 1/(2\Delta\phi) \quad (3.21)$$

将式 (3.20) 分别代入式 (3.15) 和式 (3.16) 中，可以得到空间相关函数为

$$R_{xx}(D, \phi_0) = J_0(D) + 4Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D) \cos(2m\phi_0) \sin((2m+1)\Delta\phi)/(2m) \quad (3.22)$$

和

$$R_{xy}(D) = 4Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D, \phi_0) \sin((2m+1)\phi_0) \sin((2m+1)\Delta\phi)/(2m+1) \quad (3.23)$$

其中， $J_m(\cdot)$ 为第一类 m 阶贝塞尔函数。注意，当 $\sigma_A \rightarrow \infty$ 时， $R_{xx}(D) \rightarrow J_0(D)$ ， $R_{xy}(D) \rightarrow 0$ 。

图 3.5 显示了均匀 PAS 模型的 PAS 分布和空间相关系数。如图 3.5 (b) 所示，对于相同的天线间隔，空间相关系数随着 AS 的增大而减小。在某一区间内，空间相关系数几乎为 0。例如，在图 3.5 (b) 中，当 AS 为 10° 和 30° 时，空间相关系数分别在 1.7λ 和 0.6λ 的整数倍处几乎为 0。

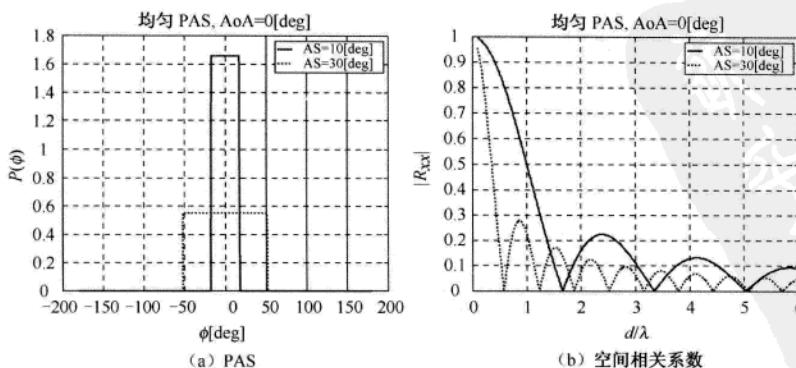


图 3.5 均匀 PAS 模型的 PAS 和空间相关系数

(3) 截断高斯 PAS 模型

在截断高斯 PAS 模型中, 功率分布表示为

$$P(\phi) = \frac{Q}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(\phi-\phi_0)^2}{2\sigma^2}}, \quad -\Delta\phi + \phi_0 \leq \phi \leq \Delta\phi + \phi_0 \quad (3.24)$$

其中, σ 为 PAS 的标准差, $\Delta\phi$ 在 $[-\pi, \pi]$ 上均匀分布 (典型地, 设为 $\Delta\phi = \pi$)^[39]。可以由下面的约束条件得到归一化因子 Q :

$$\int_{-\pi}^{\pi} P(\phi) d\phi = \frac{Q}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\Delta\phi}^{\Delta\phi} e^{-\frac{\phi^2}{2\sigma^2}} d\phi = 1 \quad (3.25)$$

解式 (3.25), 可以得到归一化因子 Q :

$$Q = \frac{1}{\operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\phi}{\sqrt{2}\sigma}\right)} \quad (3.26)$$

其中, $\operatorname{erf}(\cdot)$ 表示误差函数¹。

将式 (3.24) 和式 (3.26) 代入式 (3.15) 和式 (3.16), 可以得到空间相关系数:

$$R_{xx}(D) = J_0(D) + Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D) e^{-2\sigma^2 m^2} \cos(2m\phi_0) \cdot \operatorname{Re}\left[\operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\phi}{\sigma\sqrt{2}} - jm\sigma\sqrt{2}\right) - \operatorname{erf}\left(-\frac{\Delta\phi}{\sigma\sqrt{2}} - jm\sigma\sqrt{2}\right)\right] \quad (3.27)$$

和

$$R_{xy}(D) = Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D) e^{-2\sigma^2(m+1/2)^2} \sin((2m+1)\phi_0) \cdot \operatorname{Re}\left[\operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\phi}{\sigma\sqrt{2}} - j\sigma\sqrt{2}\left(m+\frac{1}{2}\right)\right) - \operatorname{erf}\left(-\frac{\Delta\phi}{\sigma\sqrt{2}} - j\sigma\sqrt{2}\left(m+\frac{1}{2}\right)\right)\right] \quad (3.28)$$

图 3.6 显示了截断高斯 PAS 模型的 PAS 和空间相关系数。随着 AS 的增大, 功率分布在一个更大的角度范围内, 这使得在相同天线间隔的情况下, 空间相关系数会减小。另外, 当 AS 为 30° 时, 在 0.6λ 的整数倍处, 空间相关系数几乎为 0。

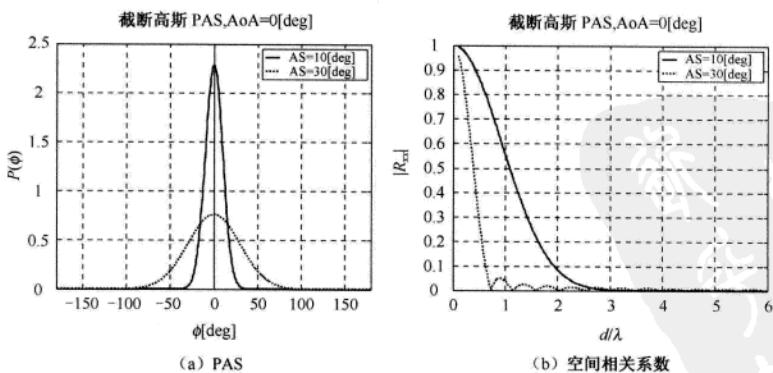


图 3.6 截断高斯 PAS 模型的 PAS 和空间相关系数

¹ 定义误差函数为 $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ 。

(4) 截断拉普拉斯 PAS 模型

截断拉普拉斯 PAS 模型通常应用于宏蜂窝或微蜂窝环境，其功率分布为

$$P(\phi) = \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma} e^{-\frac{\sqrt{2}|\phi-\phi_0|}{\sigma}}, \quad -\Delta\phi + \phi_0 \leq \phi \leq \Delta\phi + \phi_0 \quad (3.29)$$

其中， σ 为 PAS 的标准差^[39]。可以通过下式求出归一化因子 Q ：

$$\begin{aligned} \int_{-\pi}^{\pi} P(\phi) d\phi &= \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{\sqrt{2}|\phi-\phi_0|}{\sigma}} d\phi \\ &= \frac{2Q}{\sqrt{2}\sigma} \int_0^{\Delta\phi} e^{-\frac{\sqrt{2}\phi}{\sigma}} d\phi \\ &= Q \left(1 - e^{-\sqrt{2}\Delta\phi/\sigma} \right) = 1 \end{aligned} \quad (3.30)$$

由式 (3.30) 可以得到

$$Q = \frac{1}{1 - e^{-\sqrt{2}\Delta\phi/\sigma}} \quad (3.31)$$

将式 (3.29) 和式 (3.31) 代入式 (3.15) 和式 (3.16)，可以得到空间相关系数为

$$\begin{aligned} R_{xx}(D, \phi_0) &= J_0(D) + 4Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D) \cos(2m\phi_0) \\ &\quad \frac{\sqrt{2}}{\sigma} + e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi}{\sigma}} \left\{ 2m \cdot \sin(2m \cdot \Delta\phi) - \sqrt{2} \cos(2m \cdot \Delta\phi) / \sigma \right\} \\ &\quad \sqrt{2}\sigma \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma} \right)^2 + (2m)^2 \right] \end{aligned} \quad (3.32)$$

和

$$\begin{aligned} R_{xy}(D, \phi_0) &= 4Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D) \sin((2m+1)\phi_0) \\ &\quad \frac{\sqrt{2}}{\sigma} + e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi}{\sigma}} \left\{ (2m+1) \cdot \sin((2m+1)\Delta\phi) - \sqrt{2} \cos((2m+1)\Delta\phi) / \sigma \right\} \\ &\quad \sqrt{2}\sigma \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma} \right)^2 + (2m+1)^2 \right] \end{aligned} \quad (3.33)$$

图 3.7 显示了截断拉普拉斯 PAS 模型的 PAS 和空间相关系数。从图中可以观察到，为了减小空间相关性，必须具有足够大的天线间隔。例如，当 AS 为 30° 时，为了确保空间相关系数小于 0.1，天线间隔必须大于 1.3λ ；而当 AS 减小到 10° 时，为了能够保持空间相关系数小于 0.1，需要进一步增大天线间隔，使其超过 4λ 。

2. PAS 模型中标准差和 AS 的关系

普通高斯或拉普拉斯分布函数的取值范围为 $[-\infty, \infty]$ ，而截断高斯或拉普拉斯 PAS 模型将其取值范围限定在一个有限的区间内。对于普通高斯或拉普拉斯分布函数，高斯或拉普拉斯 PAS 模型的标准差为

$$\sigma = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (\phi - \phi_{00})^2 P(\phi) d\phi} \quad (3.34)$$

其中， $\phi_{00} = \int_{-\infty}^{\infty} \phi P(\phi) d\phi$ 。由式 (3.7) 可知，AS 定义为 PAS 的中心矩。在截断高斯或拉普拉斯

PAS 模型中, 由于 AS 被限定在 $[-\pi, \pi]$, 因此有:

$$\sigma_A = \sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} (\phi - \phi_0)^2 P(\phi) d\phi} \quad (3.35)$$

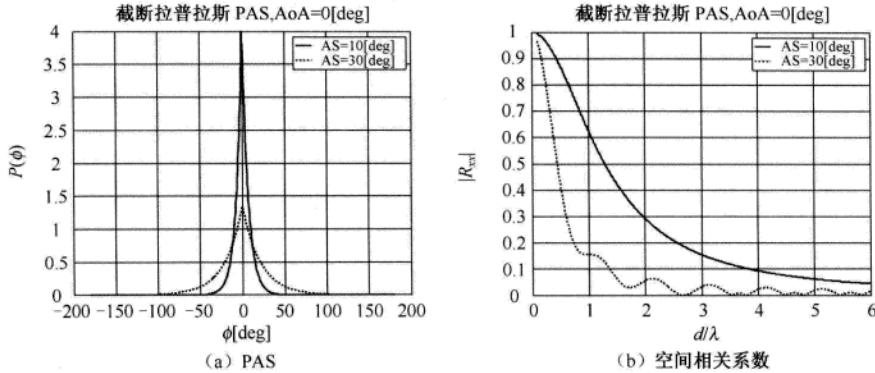


图 3.7 截断拉普拉斯 PAS 模型的 PAS 和空间相关系数

其中, $\phi_0 = \int_{-\pi}^{\pi} \phi P_A(\phi) d\phi$ 。从式 (3.34) 和式 (3.35) 可以清楚地看到, PAS 的标准差和 AS 的差别仅在于它们的积分区间不同。假设平均 AoA 为 0, 由于截断高斯 PAS 和截断拉普拉斯的 PAS 是对称的, 因此 PAS 的标准差和 AS 满足下面的关系式:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi^2 P(\phi) d\phi \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} \phi^2 P(\phi) d\phi + 2 \int_{\pi}^{\infty} \phi^2 P(\phi) d\phi \\ &= \sigma_A^2 + 2 \int_{\pi}^{\infty} \phi^2 P(\phi) d\phi \end{aligned} \quad (3.36)$$

图 3.8 显示了式 (3.36) 中的关系。当 AS 小于 30° 时, PAS 的标准差与 AS 几乎相等。然而, 当 AS 增至大于 30° 时, 它们之间的差异变得更加明显。注意, 与高斯 PAS 相比, 拉普拉斯 PAS 在偏离其均值的过程中减小得更慢, 因此式 (3.36) 中的第二项变得没有那么明显。这说明拉普拉斯 PAS 模型能够提供更宽的线性范围。

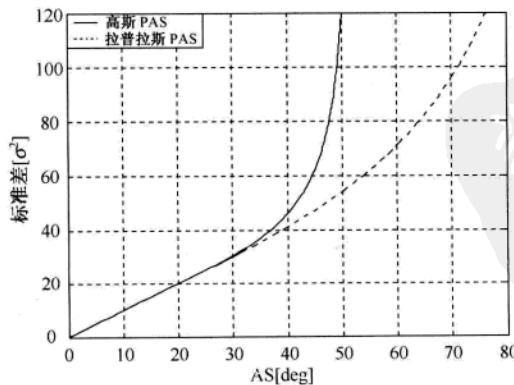


图 3.8 PAS 模型的标准差随 AS 的变化曲线

3. 多簇

除了本地散射分量外，在MS附近还存在主散射分量，则MS将接收到具有不同到达角和PAS的多簇信号。可以在室内环境中观察到这种典型现象。多簇信号的空间相关性可以表示为每一簇信号的空间相关系数之和。

图3.9显示了具有两簇的拉普拉斯PAS模型。在图3.9(a)中，第一簇满足AoA为 -60° ，AS为 30° ，幅度为1；第二簇满足AoA为 60° ，AS为 10° ，幅度为0.5。此外，图3.9(b)显示了这两簇接收信号的空间相关系数。

可以从文献^[42]给出的网址下载产生PAS和计算空间相关系数的MATLAB程序。

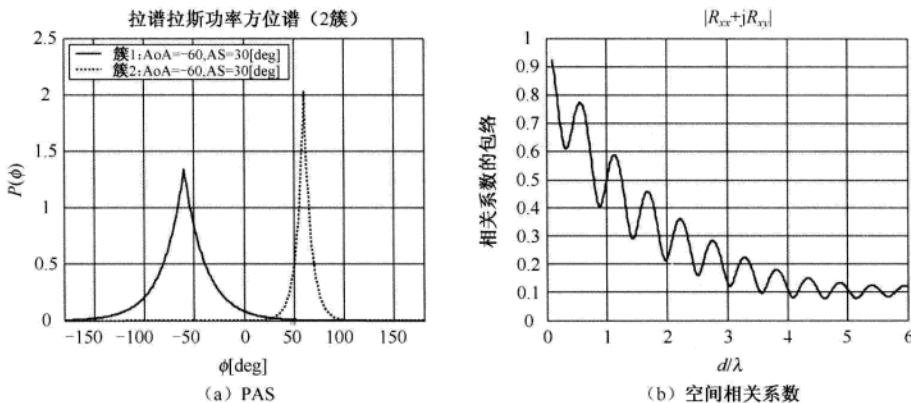


图3.9 截断拉普拉斯PAS的PAS和空间相关系数

3.2 I-METRA MIMO信道

可以利用统计特性实现MIMO衰落信道，如可以利用3.1节中介绍的PAS的空间相关性。本节首先讨论相关衰落信道的统计模型，它阐述了实现MIMO衰落信道的一般概念；然后，给出智能多发射和多接收天线（Intelligent Multi-element Transmit and Receive Antennas, I-METRA）模型，这个模型经常被用于MIMO信道的建模^[42-45]。

3.2.1 相关MIMO衰落信道的统计模型

如图3.10所示，考虑BS有 M 根天线、MS有 N 根天线的MIMO系统。可以用 $M \times N$ 矩阵表示窄带MIMO信道 \mathbf{H} （即 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ）：

$$\mathbf{H} = \boldsymbol{\Theta}_{\text{Rx}}^{1/2} \mathbf{A}_{\text{iid}} \boldsymbol{\Theta}_{\text{Tx}}^{1/2} \quad (3.37)$$

其中， $\boldsymbol{\Theta}_{\text{Rx}}$ 和 $\boldsymbol{\Theta}_{\text{Tx}}$ 分别为接收天线和发射天线的相关矩阵， \mathbf{A}_{iid} 为独立同分布的瑞利衰落信道。在式(3.37)中，基于相关矩阵的MIMO信道是在可以分离发射机和接收机的相关矩阵的假设下建模的。对于大多数的无线通信环境来说，当发射机的天线间隔和接收机的天线间隔比发射机和接收机之间的距离小很多时，这一特殊假设成立。通过调整相关矩阵 $\boldsymbol{\Theta}_{\text{Rx}}$ 和 $\boldsymbol{\Theta}_{\text{Tx}}$ ，可以产生各种类型的MIMO信道。作为一种极端情况，当 $\boldsymbol{\Theta}_{\text{Rx}}$ 和 $\boldsymbol{\Theta}_{\text{Tx}}$ 是单位矩阵时，可以产生一个完全的i.i.d.信道。此外，通过这种模型也可以产生其他特殊类型的MIMO信道，包括秩-1信道和具有任意相位的莱

斯信道。

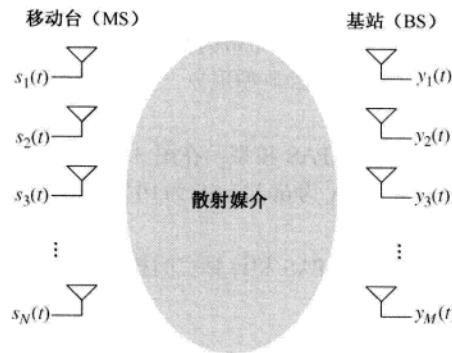


图 3.10 MIMO 天线阵列

通过抽头延迟线 (TDL) 能够建模宽带 MIMO 信道, 它是式 (3.37) 中窄带 MIMO 信道的扩展:

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{l=1}^L \mathbf{A}_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.38)$$

其中, \mathbf{A}_l 为第 l 条路径 (时延为 τ_l) 的复信道增益矩阵^[46]。令 $\alpha_{mn}^{(l)}$ 为第 m 根 BS 天线和第 n 根 MS 天线之间在第 l 条路径上的信道系数。假设 $\alpha_{mn}^{(l)}$ 服从均值为 0 的复高斯分布, 则 $|\alpha_{mn}^{(l)}|$ 服从瑞利分布。式 (3.38) 中的复信道增益矩阵 \mathbf{A}_l 为

$$\mathbf{A}_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \alpha_{12}^{(l)} & \cdots & \alpha_{1N}^{(l)} \\ \alpha_{21}^{(l)} & \alpha_{22}^{(l)} & \cdots & \alpha_{2N}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{M1}^{(l)} & \alpha_{M2}^{(l)} & \cdots & \alpha_{MN}^{(l)} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

令 $y_m(t)$ 表示第 m 根 BS 天线上的接收信号, 那么 BS 天线上的接收信号可以表示为 $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$ 。类似地, MS 天线上的发射信号可以表示为 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$, 其中 $x_n(t)$ 为第 n 根天线上的发射信号。MS 和 BS 信号之间的关系可以表示为

$$\mathbf{y}(t) = \int \mathbf{H}(\tau) \mathbf{x}(t - \tau) d\tau \quad (3.40)$$

考虑图 3.11 中的下行 MIMO 系统。当 Tx 和 Rx 分开得足够远时, BS 的天线间隔相对较小, MS 天线间的空间相关性不再依赖 Tx 天线。换句话说, MS 天线间的空间相关性和 BS 天线是相互独立的。对于两根不同的 MS 天线 n_1 和 n_2 , 其信道增益的相关系数可以表示为

$$\rho_{n_1 n_2}^{\text{MS}} = \left\langle \left| \alpha_{mn_1}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{mn_2}^{(l)} \right|^2 \right\rangle, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.41)$$

其中

$$\langle x, y \rangle = (E\{xy\} - E\{x\}E\{y\}) / \sqrt{(E\{x^2\} - E\{x\}^2)(E\{y^2\} - E\{y\}^2)} \quad (3.42)$$

对于受本地散射体包围的 MS 来说, 当 MS 天线间隔大于 $\lambda/2$ 时, 空间相关性可以被忽略, 即 $\rho_{n_1 n_2}^{\text{MS}} = \left\langle \left| \alpha_{mn_1}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{mn_2}^{(l)} \right|^2 \right\rangle \approx 0$, $n_1 \neq n_2$, $m = 1, 2, \dots, M$ 。尽管理论上成立, 但是实验结果显示, 在某些条件下 (尤其是在室内环境中) 天线间隔为 $\lambda/2$ 的信道系数高度相关。定义 MS 的对称空间

相关矩阵:

$$\mathbf{R}_{\text{MS}} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{\text{MS}} & \rho_{12}^{\text{MS}} & \cdots & \rho_{1N}^{\text{MS}} \\ \rho_{21}^{\text{MS}} & \rho_{22}^{\text{MS}} & \cdots & \rho_{2N}^{\text{MS}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N1}^{\text{MS}} & \rho_{N2}^{\text{MS}} & \cdots & \rho_{NN}^{\text{MS}} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

其中, $\rho_{ij}^{\text{MS}} = \rho_{ji}^{\text{MS}}$, $i, j = 1, 2, \dots, N$ 。 \mathbf{R}_{MS} 的对角元素对应于自相关系数, 其值通常为 1, 即 $\rho_{ii}^{\text{MS}} = 1$, $i = 1, 2, \dots, N$ 。

另外, 在典型的城市环境中, 为了减小路径损耗, 通常将 BS 天线架设得高于本地散射体。因此, 与 MS 天线附近存在本地散射体的情况相反, 在 BS 天线附近没有局部散射体。在这种情况下, BS 的 PAS 具有较小的波束宽度。考虑图 3.12 中的上行 MIMO 系统。当 Tx 和 Rx 分开得足够远时, 所有的 MS 天线趋向于具有相同的辐射图, 说明周围具有相同的散射体^[46]。这使得 BS 天线间的空间相关性和 MS 天线独立。因此, 对于两根不同的 BS 天线 m_1 和 m_2 , 其信道增益的相关系数可以表示为

$$\rho_{m_1 m_2}^{\text{BS}} = \left\langle \left| \alpha_{m_1 n}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{m_2 n}^{(l)} \right|^2 \right\rangle, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.44)$$

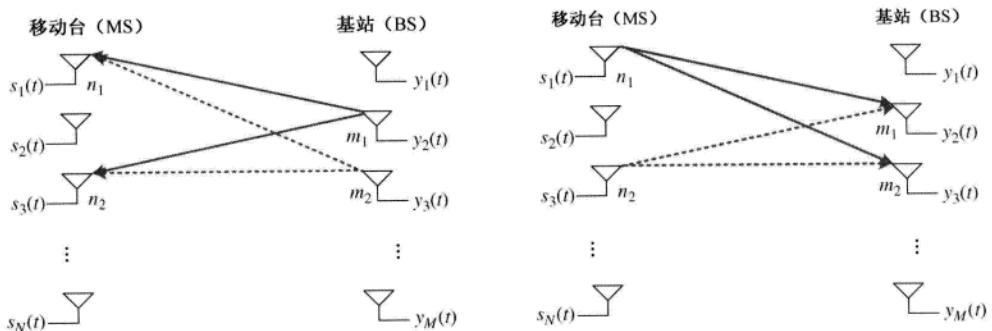


图 3.11 下行 MIMO 系统

图 3.12 上行 MIMO 系统

利用式 (3.44), 定义 BS 的空间相关矩阵为

$$\mathbf{R}_{\text{BS}} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{\text{BS}} & \rho_{12}^{\text{BS}} & \cdots & \rho_{1M}^{\text{BS}} \\ \rho_{21}^{\text{BS}} & \rho_{22}^{\text{BS}} & \cdots & \rho_{2M}^{\text{BS}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{M1}^{\text{BS}} & \rho_{M2}^{\text{BS}} & \cdots & \rho_{MM}^{\text{BS}} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

与式 (3.43) 一样, \mathbf{R}_{BS} 也是一个对称矩阵, 其对角元素为 1。对于给定的 PAS 模型, 可由空间相关函数给出式 (3.43) 和式 (3.45) 中的相关系数 $\{\rho_{n_1 n_2}^{\text{MS}}\}$ 和 $\{\rho_{m_1 m_2}^{\text{BS}}\}$ 。例如, 对于均匀 PAS 模型, 可由式 (3.22) 和式 (3.23) 确定相应的相关系数。

为了产生式 (3.39) 中的信道增益矩阵 \mathbf{A}_t , 需要 Tx 和 Rx 天线之间信道相关性的信息。而 BS 和 MS 的空间相关矩阵 \mathbf{R}_{BS} 和 \mathbf{R}_{MS} 不能提供产生 \mathbf{A}_t 所需的所有信息。如图 3.13 所示, 产生信道增益矩阵 \mathbf{A}_t 还需要 Tx 和 Rx 天线对 ($\alpha_{m_1 n_1}^{(l)}$ 和 $\alpha_{m_2 n_2}^{(l)}$) 之间的相关系数:

$$\rho_{n_2 m_1}^{m_1 m_2} = \left\langle \left| \alpha_{m_1 n_1}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{m_2 n_2}^{(l)} \right|^2 \right\rangle \quad (3.46)$$

其中, $n_1 \neq n_2$, $m_1 \neq m_2$ 。总的来说, 无法得到式 (3.46) 的理论解。然而, 假设所有路径的信道系数 $\alpha_{mn}^{(l)}$ 具有相同的平均功率时, 可以将式 (3.46) 近似为

$$\rho_{n_2 m_2}^{n_1 m_1} \approx \rho_{n_1 n_2}^{\text{MS}} \rho_{m_1 m_2}^{\text{BS}} \quad (3.47)$$

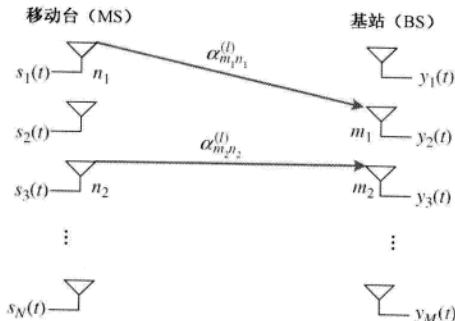


图 3.13 Tx 和 Rx 天线间的相关性

3.2.2 相关 MIMO 信道系数的产生

令 $MN \times 1$ 的向量 $\mathbf{a}_l = [a_1^{(l)}, a_2^{(l)}, \dots, a_{MN}^{(l)}]^T$ 表示第 l 条路径的 MIMO 衰落信道, 它是式 (3.39) 中不相关 MIMO 信道增益矩阵 \mathbf{A}_l 的向量表示形式。这里, $a_x^{(l)}$ 是复高斯随机变量, 其均值为 0, $E\{|a_x^{(l)}|^2\} = 1$; 而且对于 $x_1 \neq x_2$, $l_1 \neq l_2$, 有 $\langle |a_{x_1}^{(l_1)}|^2, |a_{x_2}^{(l_2)}|^2 \rangle = 0$, 即 $\{a_x^{(l)}\}$ 是不相关的信道系数。现在, 将不相关 MIMO 衰落信道向量与一个 $MN \times MN$ 矩阵 \mathbf{C} 相乘, 可以产生相关 MIMO 信道系数:

$$\tilde{\mathbf{A}}_l = \sqrt{P_l} \mathbf{C} \mathbf{a}_l \quad (3.48)$$

其中, \mathbf{C} 为相关成形矩阵或对称映射矩阵, P_l 为第 l 条路径的平均功率^[40, 46]。 $\tilde{\mathbf{A}}_l$ 为 $MN \times 1$ 的相关 MIMO 信道向量:

$$\tilde{\mathbf{A}} = [\underbrace{\alpha_{11}^{(l)}, \alpha_{21}^{(l)}, \dots, \alpha_{M1}^{(l)}}, \underbrace{\alpha_{12}^{(l)}, \alpha_{22}^{(l)}, \dots, \alpha_{M2}^{(l)}}, \underbrace{\alpha_{13}^{(l)}, \dots, \alpha_{MN}^{(l)}}]^T \quad (3.49)$$

实际上, 式 (3.48) 中的相关成形矩阵 \mathbf{C} 定义了空间相关系数。接下来介绍如何产生相关成形矩阵 \mathbf{C} 。首先, 通过式 (3.47), 可以得到空间相关矩阵:

$$\mathbf{R} = \begin{cases} \mathbf{R}_{\text{BS}} \otimes \mathbf{R}_{\text{MS}}: \text{下行信道} \\ \mathbf{R}_{\text{MS}} \otimes \mathbf{R}_{\text{BS}}: \text{上行信道} \end{cases} \quad (3.50)$$

其中, \otimes 表示 Kronecker 积。使用式 (3.50) 中的 \mathbf{R} , 得到平方根相关矩阵 $\mathbf{\Gamma}$ 为

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{cases} \sqrt{\mathbf{R}}, & \text{功率/field 实数类型} \\ \mathbf{R}, & \text{复数类型} \end{cases}$$

其中, $\mathbf{\Gamma}$ 为非奇异矩阵, 可以用 Cholesky 分解或平方根分解, 将 $\mathbf{\Gamma}$ 分解为对称映射矩阵。平方根分解可以表示为

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{C} \mathbf{C}^T \quad (3.51)$$

注意, 根据 \mathbf{R}_{BS} 和 \mathbf{R}_{MS} 是复矩阵或实矩阵形式, 可以由 Cholesky 分解或平方根分解得到式 (3.51) 中的 \mathbf{C} ^[43]。

通过修改2.2.5节中的SUI信道模型,可以产生MIMO信道。注意,在2.2.5节中,空间相关系数 ρ_{ENV} 是实数。因此,可以由均方根分解得到 \mathbf{C} 。利用程序3.1(“channel_coeff”)可以产生相关MIMO衰落信道。

MATLAB程序: 相关MIMO衰落信道的产生

程序3.1 “channel_coeff”, 产生相关MIMO衰落信道

```

function hh = channel_coeff(NT,NR,N,Rtx,Rrx,type)
% 相关的瑞利MIMO信道系数
% 输入:
%     NT    : 发射天线数
%     NR    : 接收天线数
%     N     : 信道矩阵的长度
%     Rtx   : Tx的相关向量/矩阵, 如[1 0.5], [1 0.5;0.5 1]
%     Rrx   : Rx的相关向量/矩阵
%     type  : 相关类型: 'complex' or 'field'
% 输出:
%     hh    : NR×NT×N 相关信道
% 不相关瑞利衰落信道, CN(1,0)
h = sqrt(1/2)*(randn(NT*NR,N)+j*randn(NT*NR,N));
if nargin < 4 % 不相关信道
    hh = h;
    return;
end
if isvector(Rtx)
    Rtx = toeplitz(Rtx);
end
if isvector(Rrx)
    Rrx = toeplitz(Rrx);
end
% 窄带相关系数
if strcmp(type,'complex')
    C = chol(kron(Rtx,Rrx)); % 复相关
else
    C = sqrtm(sqrt(kron(Rtx,Rrx))); % 功率(field)相关
end
% 对信道矩阵应用相关性
hh = zeros(NR,NT,N);
for i = 1 : N
    tmp = C*h(:,i);
    hh(:, :, i) = reshape(tmp, NR, NT);
end

```

3.2.3 I-METRA MIMO 信道模型

由包括 Nokia 在内的企业和大学联合提出了 I-METRA MIMO 信道模型^[42-45]。该模型基于 3.2.2 节中的随机 MIMO 信道模型, 利用 ULA 的空间相关性, 生成相关 MIMO 衰落信道, 其中 ULA 服从一簇或多簇, 伴有均匀截断高斯分布或截断拉普拉斯分布的 PAS。在目前的讨论中, 我们简单地将截断高斯分布和截断拉普拉斯 PAS 模型分别当做普通高斯分布和拉普拉斯的 PAS。

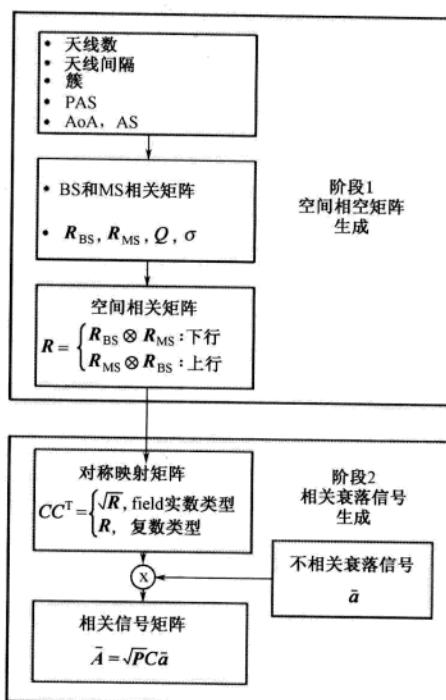


图 3.14 I-METRA MIMO 信道建模过程

如图 3.14 所示, I-METRA MIMO 信道建模的整个过程主要由两步构成。在第一步中, 对于给定的信道配置, 包括 BS 和 MS 天线的数量、天线间隔、簇的数量、PAS、AS 和 AoA, 确定 BS 和 MS 的空间相关矩阵 (R_{BS} 和 R_{MS}) 和归一化因子。然后, 由式 (3.50) 确定上行链路或下行链路的空间相关矩阵 R 。在第二步中, 由式 (3.51) 给出对称映射矩阵 C ; 然后, 根据式 (3.48), 将 C 与每条路径的功率和不相关衰落信号向量 \bar{a}_i 相乘, 得到相关衰落 MIMO 信道。

一旦按照图 3.14 的流程实现每条路径上的相关 MIMO 信道系数, 就可以通过 TDL 对总体的(宽带) MIMO 信道进行仿真。

图 3.15 给出了实现总体 MIMO 信道特性(考虑了时延分布和功率分布)的功能框图^[40]。这里, 由预先存储的多普勒谱生成不相关的衰落信道。将其与一个空间相关映射矩阵相乘, 生成一个相关衰落信道。将相关衰落信号通过 FIR 滤波器实现给定的 PDP 特性, 而滤波器的设计需要满足每条路径特定的平均功率和延迟特性。此外, 通过生成一个方向矩阵可以调整天线辐射图。接下来将详细说明其中的一些特性。

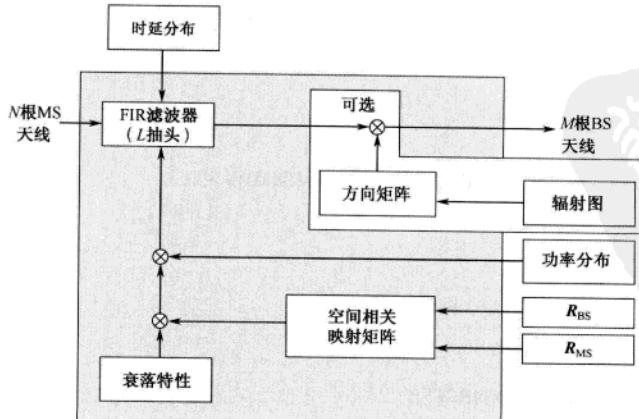


图 3.15 I-METRA MIMO 信道模型的功能框图

1. 多普勒谱

通过任何的 SISO 信道模型，可以独立地产生一个衰落过程。在生成独立衰落过程的众多方法中，FWGN 信道模型是最为有用和简单的，因为它适用于各种类型的多普勒谱，如平坦、经典、拉普拉斯的多普勒谱。此外，通过修改 I-METRA MIMO 信道，可以得到具有不同多普勒谱的 MIMO 信道。

2. 莱斯衰落

与 SISO 信道的莱斯衰落不同，在建模 MIMO 信道的莱斯衰落过程中，必须考虑不同天线间每条 LOS 路径的相位变化。如图 3.16 所示，莱斯衰落过程可以建模为两个矩阵的和，每个矩阵分别由 LOS 信号和散射信号的功率加权。第一条路径的莱斯衰落信道矩阵 \mathbf{H}_1 可表示为

$$\mathbf{H}_1 = \sqrt{K} \sqrt{P_1} \mathbf{H}_{\text{LOS}} + \sqrt{P_1} \mathbf{H}_{\text{Rayleigh}} \quad (3.52)$$

其中， P_1 表示第一条路径的平均功率， K 表示 LOS 分量和瑞利分量的功率比。此外， \mathbf{H}_{LOS} 表示 LOS 分量^[45, 54]，定义为

$$\mathbf{H}_{\text{LOS}}(t) = e^{j2\pi f_d t} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi \frac{d_{\text{Rx}}}{\lambda} \sin(\text{AoA}_{\text{Rx}})} \\ \vdots \\ e^{j2\pi \frac{d_{\text{Rx}}}{\lambda} (M-1) \sin(\text{AoA}_{\text{Rx}})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi \frac{d_{\text{Tx}}}{\lambda} \sin(\text{AoD}_{\text{Tx}})} \\ \vdots \\ e^{j2\pi \frac{d_{\text{Tx}}}{\lambda} (N-1) \sin(\text{AoD}_{\text{Tx}})} \end{bmatrix}^T \quad (3.53)$$

在式 (3.53) 中， $f_d = (v/\lambda) \cos \alpha$ ，其中 α 是 LOS 分量和 DoM 之间的夹角，如图 3.16 所示。 d_{Rx} 和 d_{Tx} 分别表示接收机和发射机的天线间隔。此外， AoA_{Rx} 和 AoD_{Tx} 分别表示接收机的到达角和发射机的离开角。 $\mathbf{H}_{\text{LOS}}(t)$ 由 $e^{j2\pi f_d t}$ 和特定的矩阵相乘构成，矩阵中的每一个元素的幅度为 1，相位为给定的 AoA/AoD。

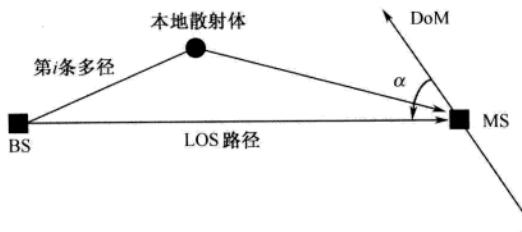


图 3.16 莱斯衰落 MIMO 信道的信号模型

3. 方向矩阵

令 φ 表示到达方向 (DoA)。如图 3.17 所示，AoA 为每个独立的多径分量的到达角，而平均 DoA 是指这些 AoA 的均值。当 $\varphi \neq 0^\circ$ 时，入射场的平均 DoA 与天线阵列的垂直方向 (Broadside) 不一致，天线辐射图将导致两个相邻天线单元的相位差为 $d \sin \varphi$ 。至此已经介绍了在不考虑 $\varphi \neq 0^\circ$ 时，如何产生一个相关矩阵和衰落信号。然而，在波束成形系统中，在信道模型中必须反映出两个天线单元间的相位差。

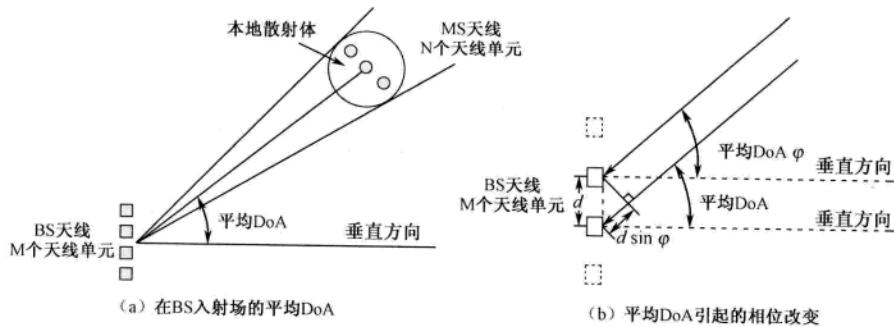


图 3.17 DoA 的影响

如图 3.17 (a) 所示, 当所有散射体位于 MS 附近时, 考虑平均 DoA 的影响。图中显示了在 BS 处的入射场趋向于限制在一个 (具有明确的平均 DoA) 较窄的方位范围内^[46]。当 $\varphi \neq 0^\circ$ 时, BS 的两个相邻天线单元的接收信号的时延为 $\tau = (d/c)\sin\varphi$ 。通过修改式 (3.40), 接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}(\varphi_{\text{BS}}) \int \mathbf{H}(\tau) \mathbf{x}(t-\tau) d\tau \quad (3.54)$$

其中, $\mathbf{W}(\varphi)$ 为平均 DoA 为 φ 时的方向对角矩阵。方向对角矩阵定义为

$$\mathbf{W}(\varphi) = \begin{bmatrix} w_1(\varphi) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & w_2(\varphi) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & w_M(\varphi) \end{bmatrix}_{M \times N} \quad (3.55)$$

其中, $w_m(\varphi)$ 表示入射场的平均 DoA 为 φ 时相对于第一根天线的平均相移。对于天线间隔为 d 的 ULA, $w_m(\varphi)$ 可以表示为

$$w_m(\varphi) = f_m(\varphi) e^{-j2\pi(m-1)(d/\lambda)\sin\varphi} \quad (3.56)$$

其中, $f_m(\varphi)$ 为第 m 根天线的复辐射方向图。式 (3.56) 表示了 DoA 产生的相位差和天线辐射图的共同影响。当阵列中的天线信号在统计上相互独立 (不相关) 时, 可以认为两根天线间的相位是随机变化的。在这种情况下, 没有必要像式 (3.55) 那样, 定义平均 DoA 且引入方向对角矩阵, 即式 (3.40) 仍然适用, 而不需要作任何修改。

3.2.4 3GPP MIMO 信道模型

表 3.3 给出了在 3GPP 中提出的 I-METRA MIMO 信道参数。其中, UE 和 Node B 分别表示移动台 (MS) 和基站 (BS)。Case A 对应于所有天线单元不相关的非频率选择性的瑞利衰落环境, 可以作为一个简单的参考模型。Case B 和 Case C 对应于具有不同时延扩展的典型城市宏蜂窝环境, 其中每个时延分量以相同的 AoA 到达。Case D 对应于微蜂窝和恶劣的城市环境, 其中每个时延分量来自不同的 AoA。假设所有的信道抽头 (路径) 服从瑞利衰落。然而, 为了建模 LOS 情形, 对于 Case B 和 Case C, 信道模型的第一个抽头应服从莱斯衰落。此外, 对于不同的情形, 可以使用 ITU 移动模型的不同 PDP。

对于表 3.3 中天线间隔为 0.5λ 的 4×4 MIMO 信道模型, 通过式 (3.15) 和式 (3.16) 可以得到 BS 和 MS 的复空间相关矩阵。对于表 3.3 中的不同情况, 按照 PAS 和 AoA, BS 和 MS 具有不同的空间特点, 具体的相关矩阵表示如下。

- Case B: BS 具有拉普拉斯 PAS, AS = 5°, AoA = 20°; MS 具有均匀 PAS, AoA = 22.5°。

$$\mathbf{R}_{\text{BS}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.4640 + j0.8499 & -0.4802 + j0.7421 & -0.7688 - j0.0625 \\ 0.4640 - j0.8499 & 1 & 0.4640 + j0.8499 & -0.4802 + j0.7421 \\ -0.4802 - j0.7421 & 0.4640 - j0.8499 & 1 & 0.4640 + j0.8499 \\ -0.7688 + j0.0625 & -0.4802 - j0.7421 & 0.4640 - j0.8499 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$\mathbf{R}_{\text{MS}} = \begin{bmatrix} 1 & -0.3043 & 0.2203 & -0.1812 \\ -0.3043 & 1 & -0.3043 & 0.2203 \\ 0.2203 & -0.3043 & 1 & -0.3043 \\ -0.1812 & 0.2203 & -0.3043 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

- Case C: BS 具有拉普拉斯 PAS, AS = 10°, AoA = 20°; MS 具有拉普拉斯 PAS, AS = 35°, AoA = 67.5°。

$$\mathbf{R}_{\text{BS}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.4290 + j0.7766 & -0.3642 + j0.5472 & -0.4527 - j0.0521 \\ 0.4290 - j0.7766 & 1 & 0.4290 + j0.7766 & -0.3642 + j0.5472 \\ -0.3642 - j0.5472 & 0.4290 - j0.7766 & 1 & 0.4640 + j0.8499 \\ -0.4527 - j0.0521 & -0.3642 - j0.5472 & 0.4290 - j0.7766 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{R}_{\text{MS}} = \begin{bmatrix} 1 & -0.6906 + j0.3419 & 0.4903 - j0.3626 & -0.3733 + j0.3450 \\ -0.6906 - j0.3419 & 1 & -0.6906 + j0.3419 & 0.4903 - j0.3626 \\ 0.4903 + j0.3626 & -0.6906 - j0.3419 & 1 & -0.6906 + j0.3419 \\ -0.3733 - j0.3450 & 0.4903 + j0.3626 & -0.6906 - j0.3419 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

- Case D: BS 具有拉普拉斯 PAS, AS = 15°, AoA = 2°; MS 具有拉普拉斯 PAS, AS = 35°, AoA = 22.5°/−67.5° (偶数路径/奇数路径)。

$$\mathbf{R}_{\text{BS}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7544 + j0.0829 & 0.4109 + j0.0938 & 0.2313 + j0.0803 \\ 0.7544 - j0.0829 & 1 & 0.7544 + j0.0829 & 0.4109 + j0.0938 \\ 0.4109 - j0.0938 & 0.7544 - j0.0829 & 1 & 0.7544 + j0.0829 \\ 0.2313 - j0.0803 & 0.4109 - j0.0938 & 0.7544 - j0.0829 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

$$\mathbf{R}_{\text{MS}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.0819 + j0.4267 & -0.0719 + j0.0124 & -0.0863 + j0.0124 \\ 0.0819 - j0.4267 & 1 & 0.0819 + j0.4267 & -0.0719 + j0.0124 \\ -0.0719 - j0.0124 & 0.0819 - j0.4267 & 1 & 0.0819 + j0.4267 \\ -0.0863 - j0.0124 & -0.0719 - j0.0124 & 0.0819 - j0.4267 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

对于式 (3.57) ~ 式 (3.62) 中的空间相关函数, 如果是均匀 PAS 模型, 则由式 (3.22) 和式 (3.23) 得到; 如果是截断拉普拉斯 PAS 模型, 则由式 (3.32) 和式 (3.33) 得到。可以清楚地看到, AS 越小, BS 的相关系数越大 (即 Case B 具有最小的 AS, 而在 BS 具有最大的相关系数)。

表 3.3 3GPP 中 I-METRA 信道参数^[47]

	CASE A 瑞利不相关	CASE B 宏蜂窝	CASE C 宏蜂窝	CASE D 微蜂窝/恶劣城市
路径数	1	4	6	6
PDP	N/A	ITU 步行 A	ITU 车辆 A	ITU 车辆 B
多普勒谱	经典	经典	拉普拉斯	拉普拉斯
速度 (km/h)	3/40/120	3/40/120	3/40/120	3/40/120

续表

		CASE A 瑞利不相关	CASE B 宏蜂窝	CASE C 宏蜂窝	CASE D 微蜂窝/恶劣城市
UE(MS)	拓扑	N/A	0.5λ间隔	0.5λ间隔	0.5λ间隔
	PAS	N/A	路径 1, 莱斯, $K=6\text{dB}$ (360° 内均匀分布)	拉普拉斯, $\text{AS}=35^\circ$ (360° 内均匀分布)	拉普拉斯, $\text{AS}=35^\circ$ (360° 内均匀分布)
	DoM (°)	N/A	0	22.5	-22.5
	AoA (°)	N/A	22.5 (所有路径)	67.5 (所有路径)	22.5 (奇数路径) -67.5 (偶数路径)
Node B (BS)	拓扑	N/A	ULA: (1) 0.5λ间隔 (2) 4.0λ间隔	ULA: (1) 0.5λ间隔 (2) 4.0λ间隔	ULA: (1) 0.5λ间隔 (2) 4.0λ间隔
	PAS	N/A	拉普拉斯, $\text{AS}=5^\circ$	拉普拉斯, $\text{AS}=10^\circ$	拉普拉斯, $\text{AS}=15^\circ$
	AoA (°)	N/A	20, 50 ^a	20, 50 ^a	2, -20, 10, -8, -3, 31 ^b

a. CASE B 和 CASE C 的所有路径都有相同的 AoA, 对于 CASE B 为 20°, 对于 CASE C 为 50°。

b. 对于 CASE D, 每一条路径的 AoA 可变, 如第一条路径的为 2°, 最后一条路径的为 30°。

图 3.18~图 3.21 给出了 2Tx-2Rx CASE B 下行链路的仿真结果, 其中 MS 速度为 120 km/h, 这些图由 I-METRA 提供的 MATLAB 程序产生^[45]。图 3.18 显示了每一收发天线对的时变信道系数。图 3.19 显示了平均 PDP (用圆圈表示) 和 (ITU-R 步行 A) 理想 PDP (用正方形表示)。图 3.20 显示了每一收发天线对上多径信号之间的相关系数。图 3.21 显示了收发天线间的多普勒谱。从图中可以观察到, 第一条路径服从 $K=6\text{dB}$ 的莱斯衰落、拉普拉斯多普勒谱, 而其他的路径都服从经典多普勒谱。

I-METRA MIMO 信道模型的 MATLAB 程序可以由文献[42]给出的网址获得。

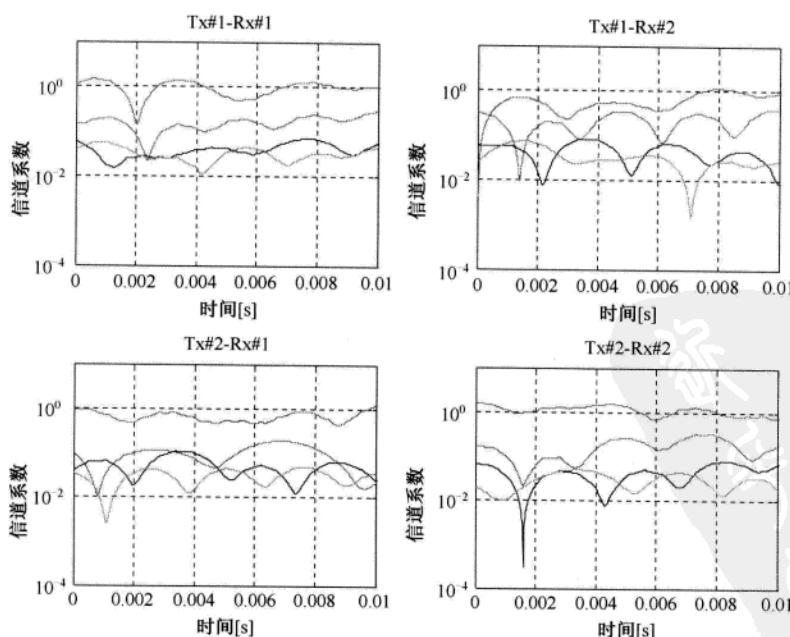


图 3.18 时变信道系数: 2Tx-2Rx CASE B 信道

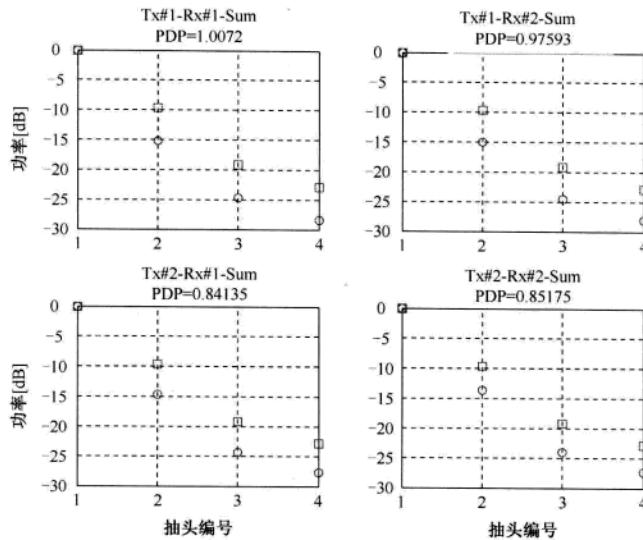


图 3.19 归一化PDP: 2Tx-2Rx CASE B信道

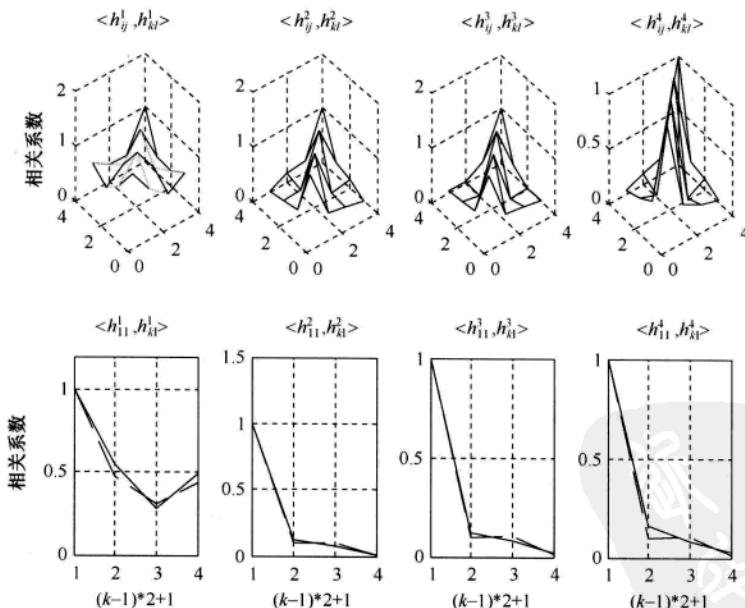


图 3.20 独立路径的相关系数: 2Tx-2Rx CASE B信道

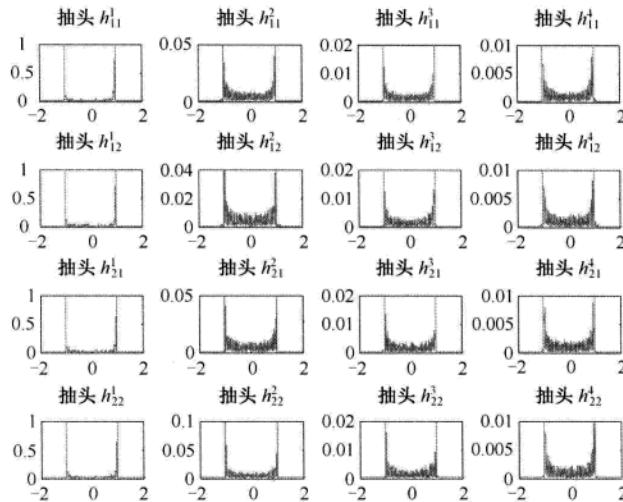


图 3.21 每一径的多普勒谱: 2Tx-2Rx CASE B 信道

3.3 SCM MIMO 信道模型

SCM 是由 3GPP 和 3GPP2 的联合 Ad-Hoc Group (AHG) 提出的, 目的在于详细说明空间信道模型的参数和设计信道建模的过程^[28, 48]。它是一个基于射线的信道模型, 在 PDP、PAS 和天线阵列结构的基础上叠加子径。

如 2.2.3 节所述, 基于射线的模型适用于 SISO 和 MIMO 信道建模, 具有如下优势:

- 能够对 MIMO 信道的统计特性直接建模。
- 保持时间、空间和频域的统计特性。
- 实现简单。
- 能够灵活改变 PDP 和 PAS 的类型。
- 支持 LOS 和 NLOS 信道。
- 信道矩阵 \mathbf{H} 的秩取决于每一路径的子径数。

3.3.1 SCM 链路级信道参数

由于链路级信道模型仅能捕获信道特性的一个快照, 所以链路级仿真不能完全解释系统的典型行为和评估系统级的性能。例如, 不能通过链路级仿真表示系统级特有的调度和 HARQ 过程, 也不能通过链路级仿真评估平均系统吞吐量和中断速率。实际上, 链路级仿真的目标是校准, 对于不同的算法实现, 比较其性能结果^[28]。

SCM 链路级信道模型和 I-METRA 信道模型采用类似的参数。表 3.4 给出了 SCM 链路级信道模型的参数。很明显, 当假设为 ULA 时, SCM 模型满足现有的 3GPP 和 3GPP2 模型。

对于到达 BS 的路径, 其 PAS 服从拉普拉斯分布^[28]。当 AoD 为 $\bar{\theta}$ 、RMS 角度扩展为 σ 时, 在 θ 角上每条路径的 PAS 为

$$P(\theta, \sigma, \bar{\theta}) = N_0 e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta-\bar{\theta}|}{\sigma}} G(\theta) \quad (3.63)$$

其中, $G(\theta)$ 为 BS 天线增益; N_0 为归一化常数, 由下式给出:

$$\frac{1}{N_0} = \int_{-\pi+\bar{\theta}}^{\pi+\bar{\theta}} e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta-\bar{\theta}|}{\sigma}} G(\theta) d\theta, \quad -\pi+\bar{\theta} \leq \theta \leq \pi+\bar{\theta} \quad (3.64)$$

在 BS 使用扇区天线 (如三扇或六扇) 的情况下, 计算 PAS 时必须考虑天线增益。一个典型的 BS 天线方位图可以表示为

$$A(\theta) = -\min \left[12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right), A_m \right] [\text{dB}], \quad -180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \quad (3.65)$$

其中, θ_{3dB} 和 A_m 分别表示 3 dB 波束宽度和最大衰减值^[28]。天线增益定义为 $G(\theta) = 10^{A(\theta)/10}$ 。对于 $\theta_{3dB} = 70^\circ$ 、 $A_m = 20$ dB 的三扇天线, 图 3.22 显示了天线方位图, 天线增益为 14 dBi。对于 $\theta_{3dB} = 35^\circ$ 、 $A_m = 23$ dB 的六扇天线, 天线增益为 17 dBi。对于 AoA = 22.5°、AS = 35°, 图 3.22 显示了总体的 PAS, 由 PAS 和天线增益 (随着子径方向 θ 而改变) 的乘积给出。

另一方面, 对于到达 MS 的路径, 假设其 PAS 服从拉普拉斯分布或者 $(0, 2\pi]$ 上的均匀分布。由于 MS 使用全向天线, 所以在 PAS 中不考虑天线增益。考虑 AoA 为 $\bar{\theta}$ 、RMS 角度扩展为 σ 的入射路径。以角度 θ 到达 MS 的子径, 其拉普拉斯 PAS 可以表示为

$$P(\theta, \sigma, \bar{\theta}) = N_0 e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta-\bar{\theta}|}{\sigma}}, \quad -\pi+\bar{\theta} \leq \theta \leq \pi+\bar{\theta} \quad (3.66)$$

其中, N_0 为归一化常数, 由下式给定:

$$\frac{1}{N_0} = \int_{-\pi+\bar{\theta}}^{\pi+\bar{\theta}} e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta-\bar{\theta}|}{\sigma}} d\theta = \sqrt{2}\sigma \left(1 - e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma} \right) \quad (3.67)$$

以角度 θ 到达 MS 的子径, 其均匀 PAS 可以表示为

$$P(\theta, \sigma, \bar{\theta}) = N_0 \cdot 1, \quad -\sqrt{3}\sigma+\bar{\theta} \leq \theta \leq \sqrt{3}\sigma+\bar{\theta} \quad (3.68)$$

其中, $N_0 = (\sqrt{3}/2)\sigma$ 。式 (3.66) 和式 (3.68) 中的 PAS 没有考虑天线增益。

表 3.4 用于校正的 SCM 链路级参数^[28]

模 型		CASE I		CASE II		CASE III		CASE IV	
对应 3GPP Designator		CASE B		CASE C		CASE D		CASE A	
对应 3GPP2 Designator		Model A, D, E		Model C		Model B		Model F	
PDP		修正的步行 A		车辆 A		步行 B		单径	
路径数		(1) 4+1 (LOS 开, $K=6$ dB) (2) 4 (LOS 关)		6		6		1	
相对路径功率 (dB)	时延 (ns)	(1) 0.0 (2) -Inf	0	0.0	0	0.0	0	0	0
		(1) -6.51 (2) 0.0	0	-1.0	310	-0.9	200	—	—
		(1) -16.21 (2) -9.7	110	-9.0	710	-4.9	800	—	—
		(1) -25.71 (2) -19.2	190	-10.0	1090	-8.0	1200	—	—
		(1) -29.31 (2) -22.8	410	-15.0	1730	-7.8	2300	—	—
		—	—	-20.0	2510	-23.9	3700	—	—
		—	—	—	—	—	—	—	—

续表

模 型		CASE I	CASE II	CASE III	CASE IV
速度 (km/h)		(1) 3 (2) 30, 120	2, 30, 120	2, 30, 120	3
UE/MS	拓扑	参考 0.5λ	参考 0.5λ	参考 0.5λ	N/A
	PAS	(1) LOS 开: 对于 LOS 分量 AoA 固定, 剩余的功率具有 360° 的均匀 PAS (2) LOS 关: 拉普拉斯 PAS, 每一径的角度扩展为 35°	每一径的 RMS 角度扩展为 35° , 服从拉普拉斯 PAS 或者 360° 的均匀 PAS	每一径的 RMS 角度扩展为 35° , 服从拉普拉斯 PAS	N/A
	DoT (°)	0	22.5	-22.5	N/A
	AoA (°)	22.5 (LOS 分量) 67.5 (所有其他路径)	67.5 (所有路径)	22.5 (奇数路径) -67.5 (偶数路径)	N/A
Node B/基站	拓扑	参考: ULA 0.5λ 间隔或 4.0λ 间隔或 10λ 间隔		N/A	
	PAS	每一径的 PAS 服从拉普拉斯分布, 具有 2° 或者 5° 的 RMS 角度扩展		N/A	
	AoD/AoA (°)	对于 2° 的 RMS 角度扩展, 每一径为 50° 对于 5° 的 RMS 角度扩展, 每一径为 20°		N/A	

注意: Designator 对应于之前提到的 3GPP 和 3GPP3 Ad-Hoc 工作组中的信道模型

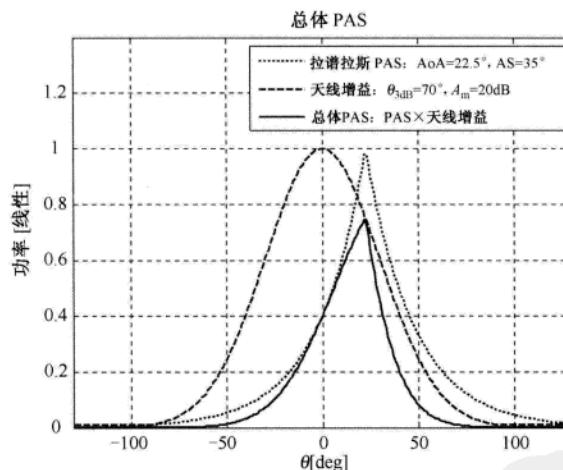


图 3.22 具有天线增益时的总体 PAS

3.3.2 SCM 链路级信道建模

图 3.23 给出了实现基于射线的 SCM 链路级信道模型的总流程。3.3.3 节将讨论具有特定 PAS 的信道生成。图 3.24 定义了基于射线的 SCM 模型参数。

考虑具有 S 个天线单元的发射天线和 U 个天线单元的接收天线。在第 s 根发射天线和第 u 根接收天线之间, 第 n 条路径的信道系数可以表示为

$$h_{s,u,n}(t) = \sqrt{\text{第 } n \text{ 条路径的功率}} \sum_{m=1}^M \left\{ \begin{pmatrix} \text{BS} \\ \text{PAS} \end{pmatrix} \cdot (\text{BS 阵列相位}) \cdot \begin{pmatrix} \text{MS} \\ \text{PAS} \end{pmatrix} \cdot (\text{MS 阵列相位}) \right\} \quad (3.69)$$

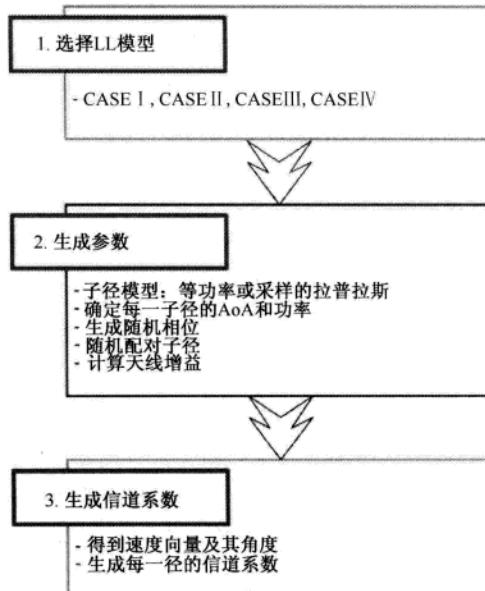
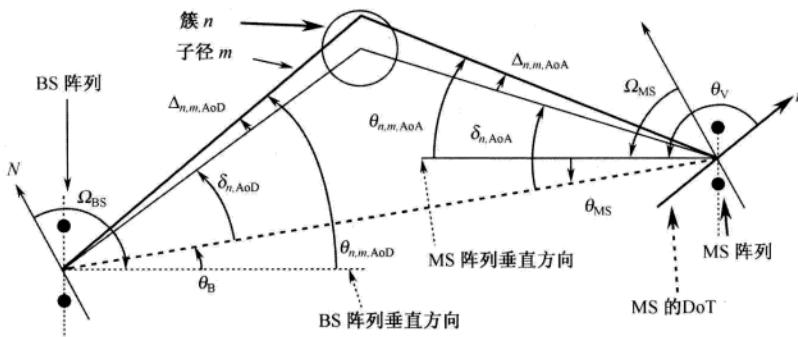


图 3.23 SCM链路级信道模型

图 3.24 基于射线的SCM角度参数^[28]

其中， M 表示每一径内的子径数，括号内的量对应于每一子径的属性。更具体地，对于具有均匀功率的子径，式 (3.69) 可以表示为

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})} \exp(j[kd_s \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \phi_{n,m}]) \times \\ & \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m,AoD})} \exp(jkd_u \sin(\theta_{n,m,AoA})) \times \\ & \exp(jk\|v\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v) t) \end{aligned} \right\} \quad (3.70)$$

其中， $k = 2\pi/\lambda$ ， d_s 为 BS 天线单元 s 与参考天线单元 ($s=1$) 的距离 (单位: m)， d_u 为 MS 天线单元 u 与参考天线单元 ($u=1$) 的距离 (单位: m)， $\theta_{n,m,AoD}$ 和 $\theta_{n,m,AoA}$ 分别表示第 n 条路径中第 m 条子径的 AoD 和 AoA， $\phi_{n,m}$ 为第 n 条路径中第 m 条子径的随机相位， θ_v 为 MS 以速度 $\|v\|$ 移动的行进方向 (DoT)。

对于离散 (采样) 拉普拉斯模型，式 (3.69) 中的信道系数可以表示为

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{P_n} \sum_{m=1}^M \left(\begin{array}{l} \sqrt{P_{\text{BS}}(\theta_{n,m,\text{AoD}}) G_{\text{BS}}(\theta_{n,m,\text{AoD}})} \exp(j[kd_s \sin \theta_{n,m,\text{AoD}} + \phi_{n,m}]) \times \\ \sqrt{P_{\text{MS}}(\theta_{n,m,\text{AoD}}) G_{\text{MS}}(\theta_{n,m,\text{AoA}})} \exp(jkd_u \sin \theta_{n,m,\text{AoA}}) \\ \times \exp(jk\|v\| \cos(\theta_{n,m,\text{AoA}} - \theta_v) t) \end{array} \right) \quad (3.71)$$

对于莱斯信道模型^[28]，LOS 和 NLOS 分量的信道系数可以分别表示为

$$h_{s,u,n}^{\text{LOS}}(t) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} h_{s,u,1}(t) + \sqrt{\frac{K}{K+1}} \left(\begin{array}{l} \sqrt{G_{\text{BS}}(\theta_{\text{BS}})} \exp(jkd_s \sin \theta_{\text{BS}}) \times \\ \sqrt{G_{\text{MS}}(\theta_{\text{MS}})} \exp(jkd_u \sin \theta_{\text{MS}} + \phi_{\text{LOS}}) \times \\ \exp(jk\|v\| \cos(\theta_{\text{MS}} - \theta_v) t) \end{array} \right) \quad (3.72)$$

和

$$h_{s,u,n}^{\text{NLOS}}(t) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} h_{s,u,n}(t), \quad n \neq 1 \quad (3.73)$$

其中， K 表示莱斯因子。正如式 (3.72) 显示的那样，在第一条路径中只有一条子径服从 LOS，而式 (3.70) 或式 (3.71) 仍然适用于除了第一条路径以外的其他路径。

3.3.3 基于射线的信道模型的空间相关性

总的来说，两个天线单元的信道系数在时域和空域是相关的。空间相关性是指空间上分开的两个天线单元接收同源信号的互相关^[49]。如图 3.25 所示，考虑距离为 d 的 ULA 天线的空间信道模型。对于第 n 条路径，两根相邻天线的空间相关性可以表示为

$$\rho(d) = E\{h_{1,u,n}(t) \cdot h_{2,u,n}^*(t)\} = \int_{-\pi}^{\pi} e^{\frac{j2\pi d \sin \theta}{\lambda}} P(\theta) d\theta \quad (3.74)$$

在所有子径具有相同功率的情况下，式 (3.74) 可以简化为

$$\rho_{\text{SCM}}^{\text{sc}}(d) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e^{\frac{j2\pi d \sin \theta_{n,m,\text{AoA}}}{\lambda}} \quad (3.75)$$

其中， $\theta_{n,m,\text{AoA}}$ 为第 m 条子径的 AoA^[58]。当平均 AoA 为 $\bar{\theta}$ 时，第 m 条子径的 AoA 可以表示为 $\theta_{n,m,\text{AoA}} = \bar{\theta} + \Delta_{n,m,\text{AoA}}$ ，其中 $\Delta_{n,m,\text{AoA}}$ 为相对于 AS 的偏移角。

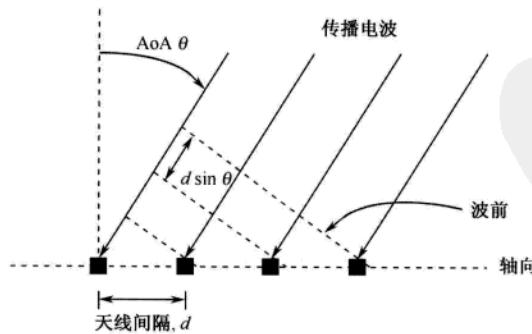


图 3.25 ULA 天线的信号模型

如图 3.26 所示为均匀功率子径法的空间相关性随平均 AoA 和天线间隔变化的曲线。从图中

可以清楚地看到相关性随 AS 或天线间隔的增大而减小。此外，相关值随平均 AoA 的减小而减小。当平均 AoA 为 $\bar{\theta} = \pm 90^\circ$ 时，相关值接近 1；当平均 AoA 为 0° 时，每一根天线经历几乎相同的波前，所以相关值最小。

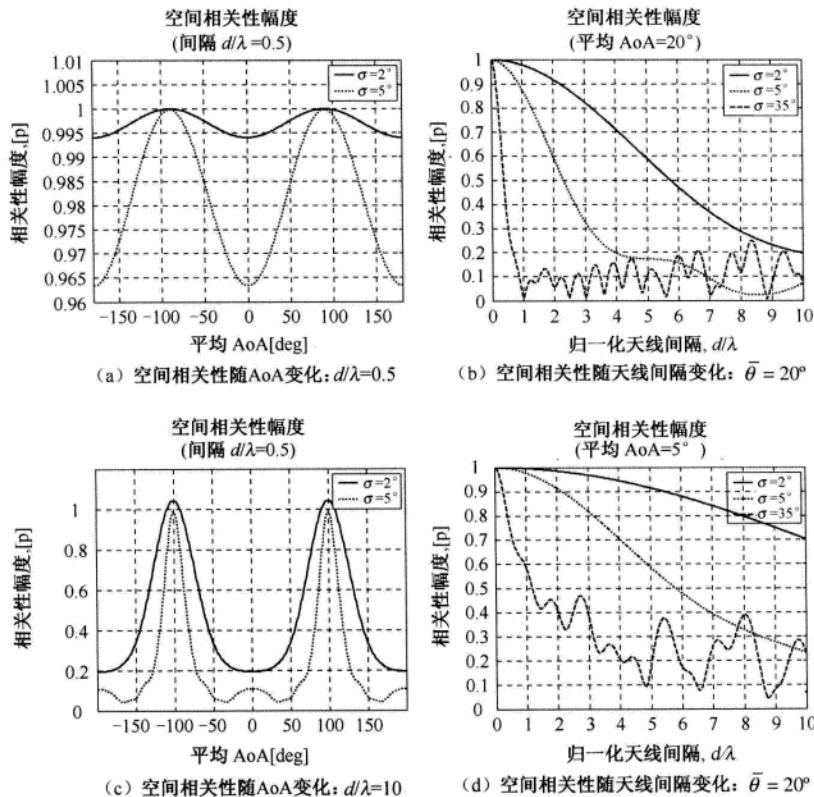


图 3.26 空间相关性随平均 AoA 和天线间隔变化的曲线

如图 3.27 显示了 AoA 的两种极端情况： $\bar{\theta} = 90^\circ$ 和 $\bar{\theta} = 0^\circ$ 。注意，当平均 AoA 为 $\bar{\theta} = \pm 90^\circ$ 、天线间隔为 $d = \lambda/2$ 时，空间相关值等于 1。在 MS 移动的情况下，由于多普勒扩展，信道的相关性是时变的。

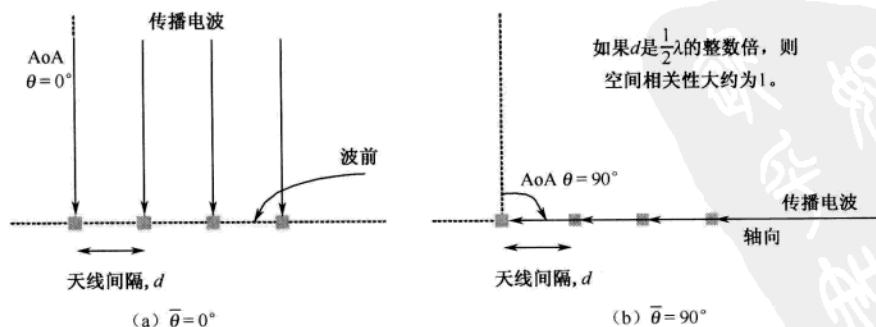


图 3.27 AoA 的两种极端情况

图 3.28 显示了天线单元间的相位差随 DoT 的变化情况。虽然不能由 PAS 直接得到时间相关，

但是对于均匀功率的子径，可以得到时间相关为

$$\begin{aligned}\rho_{\text{SCM}}^{\text{tc}}(\tau) &= E\left\{h_{s,u,n}(t+\tau) \cdot h_{s,u,n}^*(t)\right\} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e^{\frac{j2\pi\tau\|v\|\cos(\theta_{n,m,\text{AoA}}-\theta_v)}{\lambda}}\end{aligned}\quad (3.76)$$

其中， θ_v 和 $\|v\|$ 分别表示 DoT 和移动速度^[49]。如果 DoT 为 $\theta_v = 90^\circ$ ，那么时间相关性与空间相关性相等。这一点可由下式看出：

$$\begin{aligned}\rho_{\text{SCM}}^{\text{tc}}(\tau) &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e^{\frac{j2\pi\tau\|v\|\cos(\theta_{n,m,\text{AoA}}-\theta_v)}{\lambda}} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e^{\frac{j2\pi\tau\|v\|\sin\theta_{n,m,\text{AoA}}}{\lambda}} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e^{\frac{j2\pi d \sin\theta_{n,m,\text{AoA}}}{\lambda}} \\ &= \rho_{\text{SCM}}^{\text{tc}}(d)\end{aligned}\quad (3.77)$$

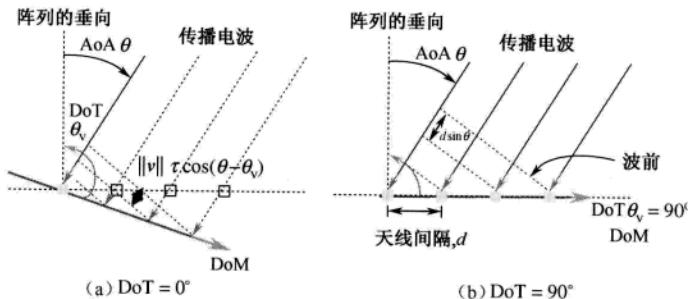


图 3.28 天线单元间的相位差随 DoT 的变化情况

图 3.29 显示了在不同 DoT 和平均 AoA 的情况下，时间相关性随传播距离的改变，其中距离以波长为单位。从图中可以清楚地看到，当 $\bar{\theta} - \theta_v$ 减小时，时间相关性增大。

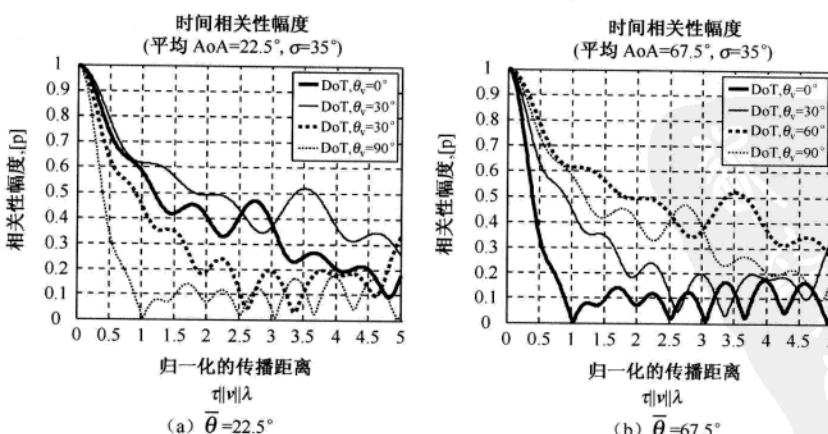


图 3.29 时间相关性随传播距离的变化 (AS, $\sigma=35$)

表3.5给出了链路级信道模型的仿真结果,该结果比较了(1)栏中由SCM提供的相关性的参考值。此外,表3.5的(2)栏对应于式(3.74)的数值积分结果(采用拉普拉斯PAS),而(3)栏对应于式(3.75)的离散积分结果。表3.5中(4)栏的结果是在给定偏移角的情况下,对基于射线的信道模型进行仿真得到的。由于SCM与(具有等功率的20条子径的)拉普拉斯PAS近似,只要相关系数足够大(如大于0.3),仿真结果就几乎一致。

可以由文献[50]给出的网站下载SCM信道模型的MATLAB程序。有关MIMO信道建模的更多信息,可以参阅文献[51~67]。

表3.5 链路级SCM MIMO信道模型的仿真结果^[28]

	归一化天线 距离	AS ($^{\circ}$)	AoA ($^{\circ}$)	(1) SCM中的参考值		(2) 拉普拉斯PAS 的数值积分		(3) 在SCM中使用 等功率子径的离散积分		(4) 在SCM中使用 等功率子径的仿真结果	
				幅度	复数值	幅度	复数值	幅度	复数值	幅度	复数值
BS	0.5	5	20	0.9688	$0.4743+0.8448i$	0.9683	$0.4640+0.8499i$	0.9676	$0.4640+0.8491i$	0.9678	$0.4652+0.8487i$
	0.5	2	50	0.9975	$-0.7367+0.6725i$	0.9975	$-0.7390+0.6700i$	0.9975	$-0.7390+0.6700i$	0.9976	$-0.7388+0.6703i$
	4	5	20	0.3224	$-0.2144+0.2408i$	0.3198	$-0.2203+0.2318i$	0.1968	$-0.1433+0.1350i$	0.2008	$-0.1434+0.1406i$
	4	2	50	0.8624	$0.8025+0.3158i$	0.8631	$0.7954+0.3350i$	0.8530	$0.7872+0.3285i$	0.8541	$0.7891+0.3268$
	10	5	20	0.0704	$-0.0617+0.034i$	0.5020	$-0.0619+0.0327i$	0.0708	$-0.0590+0.0391i$	0.0655	$-0.0529+0.0386i$
	10	2	50	0.5018	$-0.2762-0.4190i$	0.0700	$-0.2615-0.4285i$	0.3858	$-0.1933-0.3339i$	0.3885	$-0.1972-0.3347i$
MS	0.5	104	0	0.3042	-0.3042	—	—	—	—	—	—
	0.5	35	-67.5	0.7744	$-0.6948-0.342i$	0.7771	$0.6966-0.3445i$	0.7326	$-0.6324-0.3697i$	0.7313	$-0.6310-0.3696i$
	0.5	35	22.5	0.4399	$0.0861+0.431i$	0.4397	$0.0858+0.4312i$	0.3426	$0.0238+0.3418i$	0.3394	$0.0227+0.3386i$
	0.5	35	67.5	0.7744	$-0.6948+0.342i$	0.7771	$-0.6966+0.3445i$	0.7326	$-0.6324+0.3697i$	0.7313	$-0.6310+0.3969i$

4 章

OFDM 概述

4.1 单载波传输与多载波传输

4.1.1 单载波传输

1. 单载波基带传输：系统模型

如图 4.1 所示为典型的单载波传输通信系统。考虑带宽为 W 的信道 $h(t)$ 。通过发射机的发射滤波器 $g_{Tx}(t)$ ，对传输符号 $\{a_n\}$ 进行脉冲成形，其中每个符号的周期为 T ，则数据速率为 $R = 1/T$ 。信号被接收后，分别通过接收机的接收滤波器、均衡器和检测器进行处理。令 $g_{Tx}(t)$ 、 $g_{Rx}(t)$ 和 $h^{-1}(t)$ 分别表示发射滤波器的脉冲响应、接收滤波器的脉冲响应和均衡器的脉冲响应。均衡器的输出可以表示为

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g(t - mT) + z(t) \quad (4.1)$$

其中， $z(t)$ 为加性噪声， $g(t)$ 为系统的总体脉冲响应：

$$g(t) = g_{Tx}(t) * h(t) * g_{Rx}(t) * h^{-1}(t) \quad (4.2)$$

设计均衡器是为了补偿信道的影响。在这一节中，假设能够由式 (4.2) 给出的均衡器完美补偿信道的影响。因此，总体的信道脉冲响应只受发送滤波器和接收滤波器的影响。当可以忽略噪声项时，均衡器的采样输出信号可以表示为

$$y(t_n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g((n-m)T), \quad t_n = nT \quad (4.3)$$

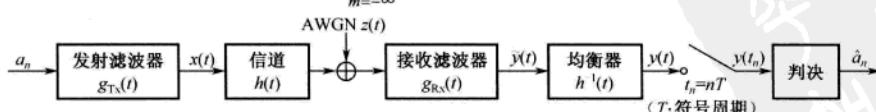


图 4.1 单载波基带通信系统模型

利用第 n 个采样检测 a_n ，式 (4.3) 可以写成：

$$y(t_n) = a_n g(0) + \sum_{m=-\infty, m \neq n}^{\infty} a_m g((n-m)T) \quad (4.4)$$

信道是带宽有限的,因此 $g(t)$ 不可能是时间有限的。如果 $g((n-m)T) \neq 0, \forall m \neq n$,那么式(4.4)中的第二项会对 a_n 产生符号间干扰(ISI)。ISI由总体脉冲响应的拖尾引起,会降低数字通信系统的性能。在实际的系统中,为了尽量降低或彻底消除ISI,必须仔细设计接收滤波器和发射滤波器。图4.2说明了在接收机如何由总体脉冲响应的拖尾引起ISI。如图4.2所示,符号周期 T 决定了ISI的程度。符号周期越短,ISI的影响越大。这意味着,在单载波传输系统中,除非 $g((n-m)T) = 0, \forall m \neq n$,否则,当数据速率增大时(即在图4.2中减小 T),ISI会变得十分显著。

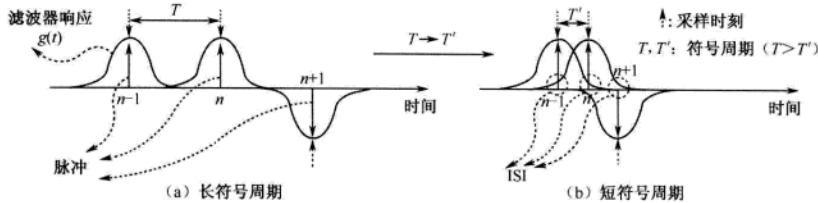


图4.2 ISI和符号周期的示意图

2. ISI和奈奎斯特准则

在式(4.4)中,只要总体脉冲响应满足下面的时域条件,就可以彻底消除ISI:

$$g(nT) = \delta[n] = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

注意,式(4.5)中的条件与下面的频域条件等效:

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} G\left(f - \frac{i}{T}\right) = T \quad (4.6)$$

其中, $G(f)$ 为 $g(t)$ 的傅里叶变换,表示总体的频域响应。式(4.5)或式(4.6)的条件被称为奈奎斯特准则^[68, 69]。即使在单载波系统中进行高数据速率传输(具有短符号周期 T),它也能保证无ISI的通信。满足奈奎斯特准则的滤波器被称为奈奎斯特滤波器。理想的低通滤波器(LPF)就是奈奎斯特滤波器,它具有sinc函数类型的脉冲响应,或等价地具有矩形脉冲形状的频域响应,可以表示为

$$G_1(f) = \frac{1}{2W} \text{rect}\left(\frac{f}{2W}\right) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1}{2T} \end{cases} \quad (4.7)$$

其中, $W = R/2 = 1/(2T)$ 。在式(4.7)中, R 和 W 分别对应奈奎斯特速率和奈奎斯特带宽。实现没有ISI、数据速率为 R 的传输时,所需的最小带宽 W 被称为奈奎斯特带宽。然而,式(4.7)中的理想的滤波器在物理上是不可实现的,因为其脉冲响应不是因果的(即在 $t < 0$ 的情况下, $g(t) \neq 0$,并且持续时间是有限的)。另一个著名的物理上可实现的奈奎斯特滤波器是升余弦滤波器,由下面的频率响应确定:

$$G_{RC}(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right\}, & \frac{1-r}{2T} < |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (4.8)$$

其中, r 为滚降系数, 取值范围为 $0 \leq r \leq 1$ 。式 (4.8) 满足式 (4.6) 中的无 ISI 条件, 但没有理想低通滤波器的频域响应那样陡峭。注意, 升余弦滤波器的脉冲响应占用的频带大于奈奎斯特带宽。其实际带宽由滚降系数 r 决定。图 4.3 (a1) 和图 4.3 (a2) 分别显示了滚降系数 r 为 0、0.5、1 时升余弦滤波器的脉冲响应和频率响应。在 $r=0$ 时, 升余弦滤波器与理想 LPF 的带宽相同; 在 $r=1$ 时, 其带宽是奈奎斯特带宽的 2 倍。在理想信道的情况下, 要求 $G_{\text{Rx}}(f) = G_{\text{Tx}}^*(f)$, 其中 $G_{\text{Tx}}(f)$ 和 $G_{\text{Rx}}(f)$ 分别为发射滤波器 $g_{\text{Tx}}(t)$ 和接收滤波器 $g_{\text{Rx}}(t)$ 的频率响应。因为 $G_{\text{Rx}}(f) = G_{\text{Tx}}^*(f)$, 所以 $G_{\text{RC}}(f) = |G_{\text{Tx}}(f)|^2$ 或 $G_{\text{Tx}}(f) = \sqrt{G_{\text{RC}}(f)}$ 。因此, 发射滤波器 $g_{\text{Tx}}(t)$ 必须具有下面的频率响应, 被称为平方根升余弦滤波器:

$$G_{\text{SRRC}}(f) = \begin{cases} \sqrt{T}, & |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right\}}, & \frac{1-r}{2T} < |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (4.9)$$

图 4.3 (b1) 和图 4.3 (b2) 分别给出了滚降系数 r 为 0、0.5、1 时平方根升余弦滤波器的脉冲响应和频率响应。如果相同的平方根升余弦滤波器分别用于发射滤波器和接收滤波器, 那么后者相当于前者的匹配滤波器, 即使任何一个平方根升余弦滤波器都不满足奈奎斯特准则, 合起来的频率响应也会满足奈奎斯特准则。

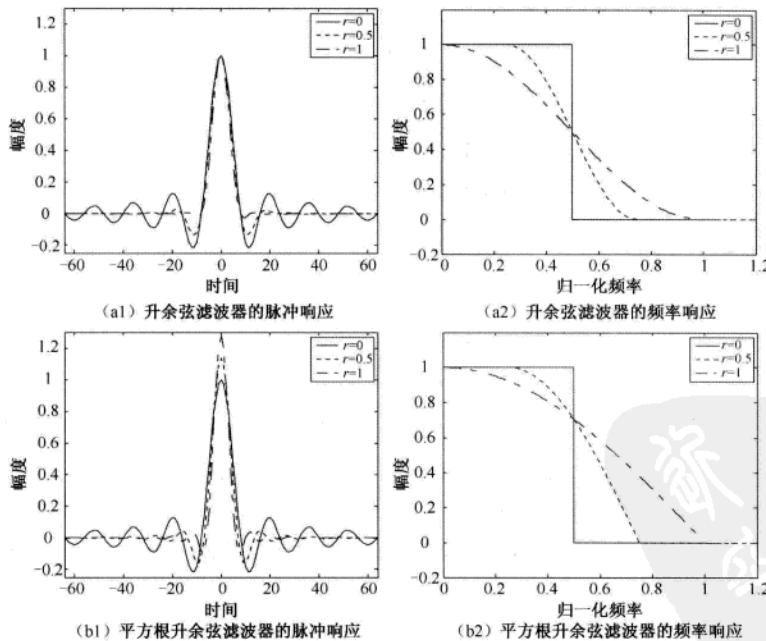


图 4.3 升余弦和平方根升余弦滤波器

3. 对高速率单载波传输的限制

为了支持每秒传输 R_s 个符号的速率, 所需的最小传输带宽为奈奎斯特带宽, 即为 $R_s/2$ [Hz]。

这意味着在单载波传输系统中，需要更大的传输带宽来支持更高的数据速率。到目前为止，假设均衡器能够完美补偿信道的影响。然而，信号带宽随着符号速率的增大而增大。当信号带宽大于无线信道的相干带宽时，链路会受到多径衰落的影响，从而会产生 ISI。总的来说，利用自适应均衡器，可以处理由时变多径衰落信道引起的 ISI。此外，随着数据速率增大，均衡器的复杂度增加。更具体地，由有限脉冲响应（FIR）滤波器来实现自适应均衡器，通过自适应调整抽头系数，可以将 ISI 的影响降低到最小。事实上，ISI 的影响越明显（如当数据传输速率增大时），所需的均衡器抽头越多。

在多径衰落信道中，最大似然序列检测器（MLSD）是最优的检测器。根据在连续符号间隔内接收到的符号序列的观察值，MLSD 以最大化后验概率做出判决。它的复杂度取决于调制阶数和多径数。令 M 表示每个调制符号可能的信号点个数， L 表示在多径衰落信道上产生的 ISI 跨度。因为 ISI 跨度的记忆长度为 L ，所以 M^L 为相应的欧氏距离的度量，用于在 MLSD 中选择最佳的序列。通过增大 M ，可以找到更有效的传输，实现更高的数据速率，但是最优均衡器的复杂度将变得不可接受。例如，在时延扩展为 10 μ s 的多径衰落信道上，传输采用 64-QAM 的 10 Mbps 数据，对于 $L \approx 16$ ， $M^L = 64^{16}$ 。当 M 和 L 太大时，可以使用次优但更加实用的均衡器，如最小均方误差（Minimum Mean Square Error, MMSE）和最小二乘（Least Square, LS）均衡器。然而，ISI 随着数据速率的增大而增大，次优均衡器仍然由于复杂度太大而无法实现。这是因为当信道频率的选择性增加时，均衡器的频率响应变得更加陡峭^[1, 17]。总之，由于接收机的均衡器过于复杂，高数据速率的单载波传输是不可行的。

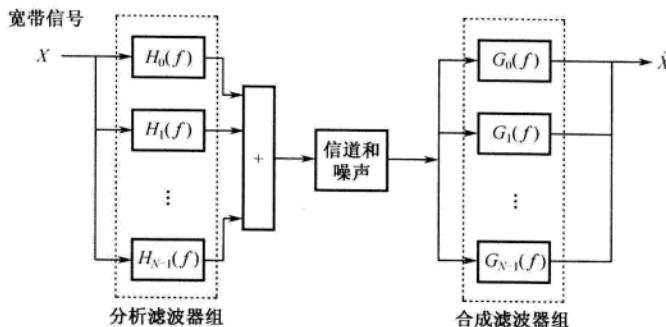
4.1.2 多载波传输

1. 多载波传输方案的基本结构

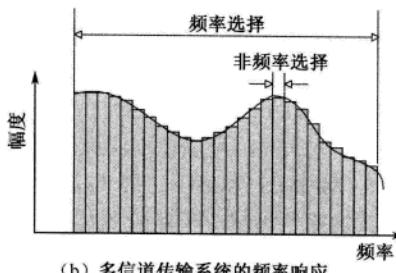
为了克服宽带信道频率选择性对单载波传输的影响，可以使用多载波实现高数据速率传输。图 4.4(a) 给出了多载波传输系统的基本结构和概念^[72~74]。在发射机，通过多个窄带滤波器 $H_k(f)$ ，将宽带信号分解为若干个窄带信号。在接收机，通过多个窄带滤波器 $G_k(f)$ （每一个与 $H_k(f)$ 匹配），再将这些窄带信号合成。如图 4.4 (b) 所示，频率选择性的宽带信道被近似为若干个频率平坦的窄带信道。窄带信道的非频率选择性可以降低每个子信道上均衡器的复杂度。只要能够保持子信道间的正交性，就可以抑制载波间干扰（ICI），从而可以实现无失真的传输^[72, 83, 84]。

在多信道系统中，将宽带分割成 N 个窄带子信道，每个子信道的子载波频率为 f_k ， $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。如图 4.5 (a) 所示为多载波通信的基本结构，它是多信道系统的一种具体形式^[75]。在正交子信道上，不同的符号以并行形式传输。令 $X_l[k]$ 和 $Y_l[k]$ 分别表示第 l 个符号间隔内子载波频率为 f_k 上的发射信号和接收信号。这意味着，可以将多载波传输看做一种频分多址（FDMA）方法。如图 4.5 (b) 所示为多载波传输系统的发射信号的频谱，其中发射信号占据带宽相等的多个子带，每个子带都有不同的载波频率。如图 4.5 (b) 所示，如果每个子信道都是带宽有限的，那么多载波传输就变成了滤波多音频（Filtered Multi-tone, FMT）传输。本书将在 4.1.2 节中讨论 FMT 传输。

虽然，FMT 多载波传输系统可以应对宽带信道的频率选择性，但是当子载波数量增加时，需要更多的编码器/解码器、振荡器和更高质量的滤波器，因此它的实现变得很复杂。

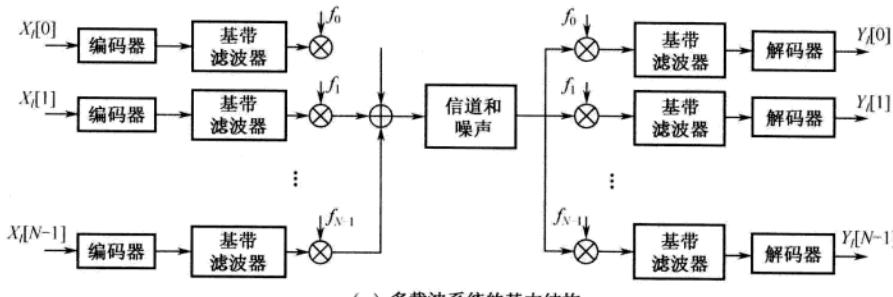


(a) 多信道传输系统的结构



(b) 多信道传输系统的频率响应

图 4.4 多信道传输系统的结构和频率特征



(a) 多载波系统的基本结构

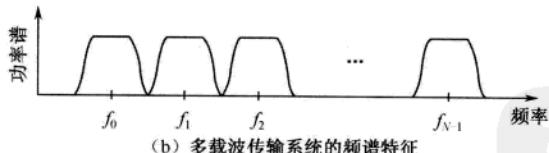


图 4.5 多载波传输系统的结构和频谱特征

2. OFDM 传输方案

正交频分复用 (OFDM) 传输方案是多信道系统的另一个形式。从应用多个子载波的意义来看, 它与 FMT 传输方案相似。如图 4.6 (a) 所示, OFDM 没有为每个子载波信道使用独立的滤波器和振荡器; 而且, 为了带宽效率, 子载波的频谱相互重叠, 这与 FMT 传输方案将宽带分为 N 个正交的窄带子信道不同。将式 (4.6) 中单载波的奈奎斯特准则推广到多载波的准则, 可以产生频域上重叠的正交子载波信号。在实际中, 离散傅里叶变换 (DFT) 和离散傅里叶逆变换 (IDFT)

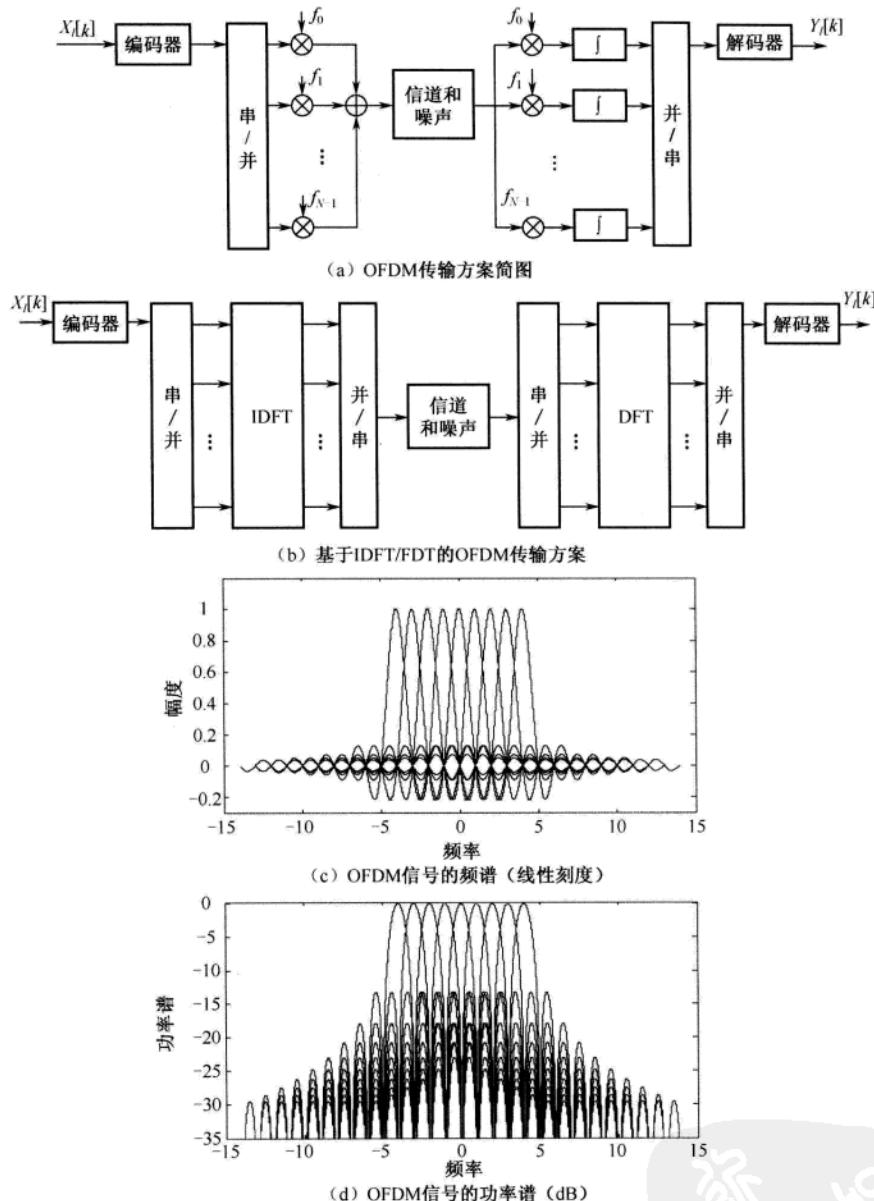


图 4.6 OFDM 传输方案的结构和频谱特征

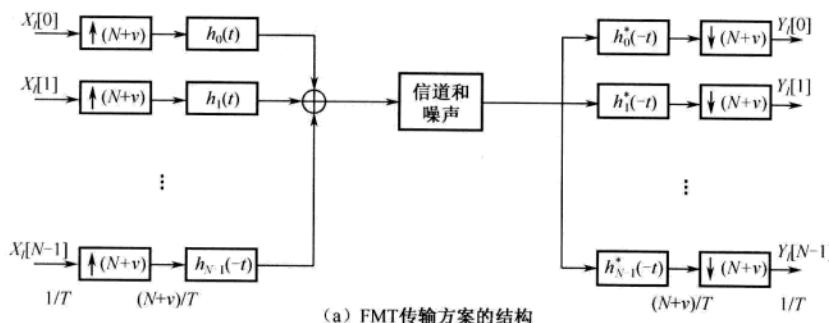
对于实现这些正交信号是非常有用的。通过快速傅里叶 (FFT) 和快速傅里叶逆变换 (IFFT)，可以有效实现 DFT 和 IDFT。在 OFDM 传输系统中，对发射符号 $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ 采用 N 点的 IFFT，可以生成 $\{x[n]\}_{n=0}^{N-1}$ ，它们是对 N 个子载波信号之和的采样。令 $y[n]$ 表示接收信号的采样，对应于具有加性噪声 $w[n]$ 的 $x[n]$ ，即 $y[n] = x[n] + w[n]$ 。在接收机，对 $\{y[n]\}_{n=0}^{N-1}$ 采用 N 点的 FFT，可以得到包含噪声的发射符号 $\{Y_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ 。图 4.6 (b) 给出了由 IDFT/DFT 实现的 OFDM 传输结构。本章后

面将详细介绍 OFDM 传输的优势。如图 4.6 (c) 所示, 当所有子载波的持续时间 T 有限时, 可以认为 OFDM 信号的频谱是经过频移的 sinc 函数在频域上的总和, 其中所有重叠的相邻 sinc 函数的间隔是 $1/T$ 。离散多音频 (DMT) 应用在非对称数字用户路线 (ADSL) 和基于 Zipper 的高速数字用户线 (VDSL) 中, 它与 OFDM 具有相同的结构^[77]。

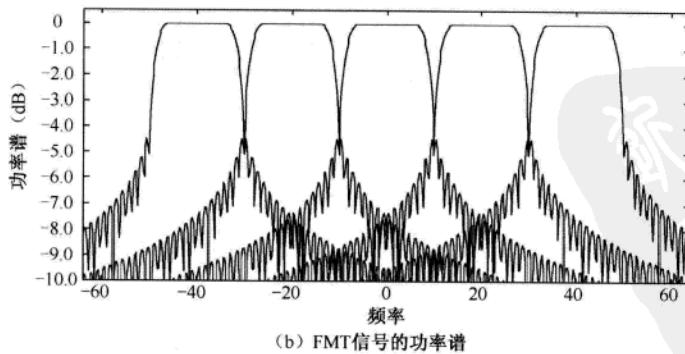
因为每个符号上的每个子载波信号都是时间有限的 (不是带宽有限的), 所以 OFDM 信号会产生带外辐射, 这将引起不可忽略的邻道干扰 (Adjacent Channel Interference, ACI)。从图 4.6 (d) 可以清楚地看到, 频谱的第一旁瓣与主瓣相比不是很小。因此, 为了减小带外辐射, OFDM 方案在外侧的子载波上设置了一个保护带宽, 被称为虚拟载波 (Virtual Carrier, VC)。为了消除 OFDM 符号间的 ISI, OFDM 方案也会在时域插入保护间隔, 被称为循环前缀 (Cyclic Prefix, CP)。本书将在 4.2 节中详细讨论这些问题。

3. FMT 传输方案

FMT 方案是多信道系统的另一个形式。如图 4.7(a) 所示, 每个传输符号 $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ 经过 $(N+v)$ 倍的过采样, 然后通过带通滤波器, 其中 v 为一个非负整数。令 $h(t)$ 表示带通滤波器的脉冲响应。发射机的第 k 个子信道的带通滤波器为 $h_k(t) = h(t)e^{j2\pi f_k t}$, 其中 f_k 为第 k 个子信道的中心频率。因为在发射机进行过采样, 所以采样频率为 $(N+v)/T$, $f_k = (N+v)k/(NT)$ 。注意, 子载波间的频率间隔为 $\Delta f = (N+v)/(NT)$ 。接收信号通过对应于 $h_k(t)$ 的匹配滤波器, 然后经过 $(N+v)$ 倍的下采样后, 得到一个接收符号 $\{Y_l[k]\}$ 。



(a) FMT 传输方案的结构



(b) FMT 信号的功率谱

图 4.7 FMT 传输方案的结构和功率谱

FMT 方案有两种实现方法。一种是直接实现, 在发射机用一组过采样滤波器进行分析, 在接

收机用另一组下采样滤波器进行合成。另一种是利用 IDFT/DFT 的实现方法。这种方法更为有效，并且为了降低硬件复杂度，使用多相滤波器组进行分析/合成^[79, 80]。

如图 4.7 (b) 所示为由带限滤波器进一步分离出的连续子信道，带限滤波器可以减少它们之间的频谱重叠。因此，与 OFDM 方案不同，FTM 不需要利用 VC 做保护间隔。

4.1.3 单载波传输与多载波传输

前面已经介绍了单载波传输方案和多载波传输方案。很明显，每种方案都有各自的优缺点。为了处理多径衰落信道（或频率选择性衰落信道）中的 ISI 问题，需要一个复杂度很高的均衡器，因此单载波方案不适用于高数据速率的无线传输。多载波方案适用于高数据速率的无线传输，而不需要复杂的信道均衡技术。

前面也讨论了两种不同形式的多载波传输方案：OFDM 和 FMT。这两个方案的不同之处在于，它们将频带分割成子带的方法不同。因为能够保持子载波间的正交性，所以 OFDM 不需要使用滤波器来分离子带。但是为了减小 ACI，OFDM 需要保护带宽（如 VC）。与之相反，FMT 利用滤波器来分离子带，以牺牲频谱效率为代价来减小 ACI，但它不需要保护带宽。从频谱效率的观点来看，只有子载波数少于 64 时，FMT 才优于 OFDM。FMT 已经被归类为可扩展的自适应/高级调制（SAM）系列，SAM 可以根据数据速率来改变子载波数。FMT 已经被欧洲电信标准协会（ETST）制定的陆地集群无线系统（TETRA）（版本 2）的标准采用。除了 OFDM 和 FMT 之外，还有其他不同类型的多载波传输方案，如离散小波多音（DWMT）、OFDM/OQAM-IOTA 等^[81, 82]。表 4.1 总结了多载波和单载波方案的不同之处，包括它们的优点和缺点。

表 4.1 单载波和多载波传输方案的比较

	单载波传输	多载波传输	
		OFDM/DMT	FMT
子载波间隔	—	1/符号周期	$\geq 1/\text{符号周期}$
脉冲成形	奈奎斯特滤波器 (如升余弦滤波器)	加窗 (如矩形窗)	奈奎斯特滤波器 (如升余弦滤波器)
子信道分离	—	正交性	带通滤波器
保护间隔	不需要	需要 (CP)	不需要
保护带宽	不需要	需要 (VC)	不需要
优点	在平坦衰落信道中简单	子载波数量较大时，带宽效率高 (≥ 64)	ACI 小 子载波数量较小时，带宽效率高 (< 64)
缺点	频率选择性信道中 需要高复杂度的均衡器	子载波数量较小时，带宽效率低，ACI 较大	子载波数量较大时，带宽效率低 (≥ 64)

4.2 OFDM 基本原理

4.2.1 OFDM 调制和解调

1. 正交性

考虑时间有限的复指数信号 $\left\{e^{j2\pi f_k t}\right\}_{k=0}^{N-1}$ ，它们表示 OFDM 信号中在 $f_k = k/T_{\text{sym}}$ 的不同子载波，

其中 $0 \leq t \leq T_{\text{sym}}$ 。如果这些信号的乘积在它们的公共（基本）周期内的积分为零，那么它们被定义为是正交的，即

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{\text{sym}}} \int_0^{T_{\text{sym}}} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_{\text{sym}}} \int_0^{T_{\text{sym}}} e^{j2\pi \frac{k}{T_{\text{sym}}} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{\text{sym}}} t} dt \\ &= \frac{1}{T_{\text{sym}}} \int_0^{T_{\text{sym}}} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{T_{\text{sym}}} t} dt \\ &= \begin{cases} 1, & \forall k = i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \end{aligned} \quad (4.10)$$

在时刻 $t = nT_s = nT_{\text{sym}}/N$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 进行离散采样，可以在离散时域将式 (4.10) 表示为

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{\text{sym}}} \cdot nT_s} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{\text{sym}}} \cdot nT_s} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{\text{sym}}} \cdot \frac{nT}{N}} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{\text{sym}}} \cdot \frac{nT_{\text{sym}}}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{N} n} \\ &= \begin{cases} 1, & \forall k = i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \end{aligned} \quad (4.11)$$

上面的正交性是 OFDM 信号实现无 ICI 的必要条件。为熟悉正交性的概念，现检验下面六个时间有限的正弦信号之间的正交性。它们的 DFT 为

$$x_1(t) = \exp(j2\pi t), \text{Re}\{x_1[n] = \exp(j2\pi nT_s), T_s = 0.1s\} \quad (4.12.a1)$$

$$\rightarrow X_1[k] = \text{DFT}_{16}\{x_1(nT_s), n = 0:15\} \quad (4.12.b1)$$

$$x_2(t) = \exp(j2\pi 2t), \text{Re}\{x_2[n] = \exp(j2\pi 2nT_s), T_s = 0.1s\} \quad (4.12.a2)$$

$$\rightarrow X_2[k] = \text{DFT}_{16}\{x_2(nT_s), n = 0:15\} \quad (4.12.b2)$$

$$x_3(t) = \exp(j2\pi 3(t-0.1)), \text{Re}\{x_3[n] = \exp(j2\pi 3(n-1)T_s), T_s = 0.1s\} \quad (4.12.a3)$$

$$\rightarrow X_3[k] = \text{DFT}_{16}\{x_3(nT_s), n = 0:15\} \quad (4.12.b3)$$

$$x_4(t) = \exp(j2\pi 4(t-0.1)), \text{Re}\{x_4[n] = \exp(j2\pi 4(n-1)T_s), T_s = 0.1s\} \quad (4.12.a4)$$

$$\rightarrow X_4[k] = \text{DFT}_{16}\{x_4(nT_s), n = 0:15\} \quad (4.12.b4)$$

$$x_5(t) = \exp(j2\pi 3.9t), \text{Re}\{x_5[n] = \exp(j2\pi 3.9nT_s), T_s = 0.1s\} \quad (4.12.a5)$$

$$\rightarrow X_5[k] = \text{DFT}_{16}\{x_5(nT_s), n = 0:15\} \quad (4.12.b5)$$

$$x_6(t) = \exp(j2\pi 4(t-\delta)), \text{Re}\{x_6[n] = \exp(j(2\pi 4nT_s - 2\pi 4\delta)), T_s = 0.1s\}, \quad (4.12.a6)$$

$$\delta = \begin{cases} 0.1, & t \geq 1.4 \\ 0.15, & t < 1.4 \end{cases} \quad (4.12.a6)$$

$$\rightarrow X_6[k] = \text{DFT}_{16}\{x_6(nT_s), n = 0:15\} \quad (4.12.b6)$$

图 4.8 (a1) ~ 图 4.8 (a6) 和图 4.8 (b1) ~ 图 4.8 (b6) 分别显示了式 (4.12) 中的信号和它们的 DFT 频谱。利用程序 4.1 (“test_orthogonality.m”) 可以验证这些信号之间的正交性。程序 4.1 首先产生一个每一行是采样信号向量 $x_i = \{x_i(nT_s), n = 0:15\}$ 的矩阵，然后计算矩阵自身与其转置的乘积，以检验这些信号向量之间的正交性。运行程序后，得到如下结果：

```

>>test_orthogonality
ans=
1.00      -0.00+0.00i    0.00-0.00i    -0.00-0.00i    -0.02-0.03i    0.06-0.08i
-0.00-0.00i    1.00      -0.00-0.00i    -0.00+0.00i    -0.04-0.03i    -0.01-0.11i
0.00+0.00i    -0.00+0.00i    1.00      0.00+0.00i    -0.08+0.07i    -0.11+0.03i
-0.00+0.00i    -0.00-0.00i    0.00-0.00i    1.00      0.29-0.94i    -0.76-0.58i
0.02+0.03i    -0.04+0.03i    -0.08-0.07i    0.29+0.94i    1.00      0.33-0.85i
0.06+0.08i    -0.01+0.11i    -0.11-0.03i    -0.76+0.58i    0.33+0.85i    1.00

```

左上角的 4×4 子矩阵是一个对角(单位)矩阵, 它说明不论其具有什么样的时延, 前四个信号 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3$ 和 \mathbf{x}_4 [频率为基频 $2\pi/T_{\text{sym}}$ (rad/s) 的整数倍, 主周期 $T = 1.6$ (s)] 是相互正交的。相反, 第五/六行的所有元素都不为 0, 这意味着前四个信号 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4$ 与最后两个信号 $\mathbf{x}_5, \mathbf{x}_6$ 不是相互正交的, 因为 \mathbf{x}_5 的频率不是基频的整数倍, 以及 \mathbf{x}_6 是不连续的, 可以分别从图 4.8 (a5) 和图 4.8 (a6) 看出来。在图 4.8 (b1) ~ 图 4.8 (b6) 中, 从 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4, \mathbf{x}_5$ 和 \mathbf{x}_6 的 DFT 频谱也能看出类似的正交性。在图 4.8 (b1) ~ 图 4.8 (b4) 中, 从 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3$ 和 \mathbf{x}_4 的 DFT 频谱, 可以清楚地看出每个信号的频率为 $2\pi k/T_{\text{sym}}$ ($k = 1, 2, 3, 4$)¹。然而, 在图 4.8 (b5) 和图 4.8 (b6) 中, 因为频谱泄露, 从 \mathbf{x}_5 和 \mathbf{x}_6 的 DFT 频谱, 不能清晰地看出它们的频率。

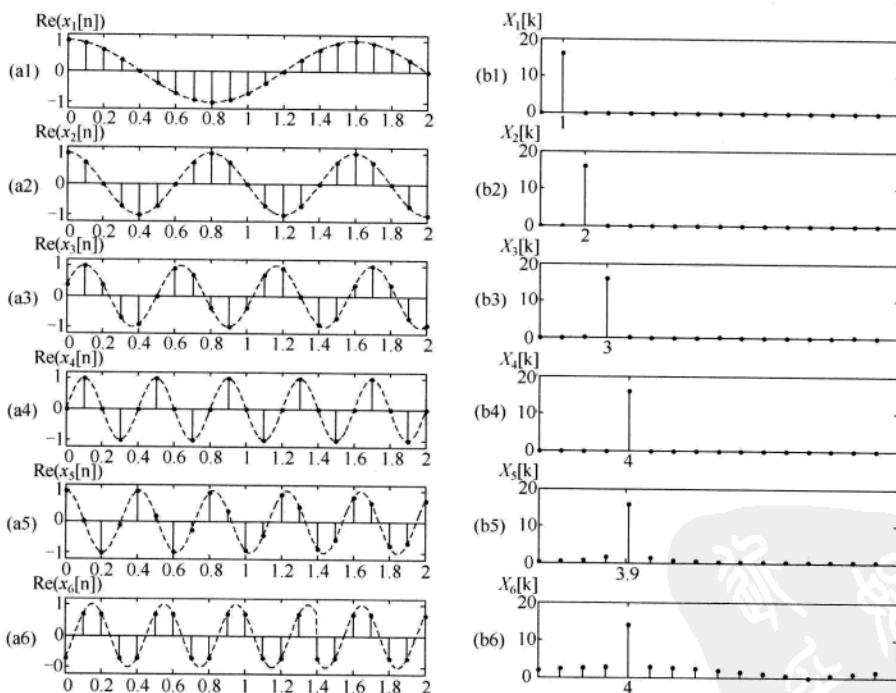


图 4.8 不同频率/相位的正弦信号及其DFT

¹ 在图 4.8 (b1) ~ 图 4.8 (b6) 中, 离散频率被 $2\pi/T_{\text{sym}}$ 归一化。

MATLAB 程序：检验正交性

程序 4.1 “`test_orthogonality.m`”，检验正弦信号间的正交性

```
% test_orthogonality.m
% 画出具有不同频率/相位的正弦信号及其 DFT 序列
clear, clf
T = 1.6;
ND = 1000;
nn = 0 : ND;
ts = 0.002;
tt = nn*ts; % 时间间隔
Ts = 0.1; % 连续时间的采样周期
M = round(Ts/ts); % 离散时间的采样周期
nns = [1:M:ND+1]; % 采样编号
tts = (nns-1)*ts; % 采样时间
ks = [1:4 3.9 4]; % 频率编号
tds = [0 0 0.1 0.1 0 0.15]; % 时延
K = length(ks);
for i = 1 : K
    k = ks(i);
    td = tds(i);
    x(i,:) = exp(j*2*pi*k*(tt-td)/T);
    if i == K
        x(K,:) = [x(K,[302:end]) x(K-3,[1:301])];
    end
    subplot(K,2,2*i-1)
    plot(tt,real(x(i,:)))
    hold on, plot(tt([1 end]),[0 0],'k')
    stem(tts,real(x(i,nns)),'.')
end
N = round(T/Ts);
xn = x(:,nns(1:N));
xn*xn'/N % 检验正交性
Xk = fft(xn.');?>
kk = 0:N-1;
for i = 1 : K
    k = ks(i);
    td = tds(i);
    subplot(K,2,2*i)
    stem(kk,abs(Xk(i,:)),'.')
end
```

2. OFDM 调制和解调

OFDM 发射机将信息比特流映射成一个 PSK 或 QAM 符号序列，之后将符号序列转换为 N 个并行符号流。每 N 个经过串/并转换的符号被不同的子载波调制。令 $X_l[k]$ 表示在第 k 个子载波上

的第 l 个发送符号, $l = 0, 1, 2, \dots, \infty$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。由于串/并转换, N 个符号的传输时间扩展为 NT_s , 它是单个 OFDM 符号的持续时间 T_{sym} , 即 $T_{\text{sym}} = NT_s$ 。令 $\Psi_{l,k}(t)$ 表示在第 k 个子载波上的第 l 个 OFDM 信号:

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-IT_{\text{sym}})}, & 0 < t \leq T_{\text{sym}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4.13)$$

时间连续的通频带和基带信号可以分别表示为

$$x_l(t) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{T_{\text{sym}}} \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\} \quad (4.14a)$$

和

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-IT_{\text{sym}})} \quad (4.14b)$$

在时刻 $t = IT_{\text{sym}} + nT_s$, $T_s = T_{\text{sym}}/N$, $f_k = k/T_{\text{sym}}$, 对式 (4.14) 中时间连续的基带 OFDM 信号进行采样, 可以得到相应的离散时间的 OFDM 符号:

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.15)$$

可以证明式 (4.15) 是 PSK 或 QAM 数据符号 $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ 的 N 点 IDFT, 并且利用 IFFT 算法可以进行有效的计算。

考虑基带 OFDM 接收符号 $y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-IT_{\text{sym}})}$, $IT_{\text{sym}} < t < IT_{\text{sym}} + nT_s$ 。利用式 (4.10) 中子载波间的正交性, 可以重构原发送符号 $X_l[k]$:

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \frac{1}{T_{\text{sym}}} \int_{-\infty}^{\infty} y_l(t) e^{-j2\pi f_k(t-IT_{\text{sym}})} dt \\ &= \frac{1}{T_{\text{sym}}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi f_i(t-IT_{\text{sym}})} \right\} e^{-j2\pi f_k(t-IT_{\text{sym}})} dt \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{\text{sym}}} \int_0^{T_{\text{sym}}} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-IT_{\text{sym}})} dt \right\} = X_l[k] \end{aligned} \quad (4.16)$$

式 (4.16) 没有考虑信道和噪声的影响。令 $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ 为 OFDM 接收符号 $y_l(t)$ 在 $t = IT_{\text{sym}} + nT_s$ 时刻的采样。在式 (4.16) 中, 调制过程的积分可以表示为下面的离散时域形式:

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi(i-k)n/N} = X_l[k] \end{aligned} \quad (4.17)$$

实际上, 式 (4.17) 是 $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ 的 N 点 DFT, 并且利用 FFT 算法可以更有效地计算。

根据上面的讨论, 可以用图 4.9 所示的方框图说明 OFDM 调制和解调。如图 4.9 (a) 所示, 频域信号 $X[k]$ 调制频率为 $f_k = k/T_{\text{sym}}$ 的子载波, 其中载波数量为 $N = 6$, 即 $k = 0, 1, 2, \dots, 5$ 。在接

收机, 利用子载波间的正交性, 可以解调这些信号。注意, 原来符号 $X[k]$ 的周期为 T_s , 通过并行发射 N 个符号, 使它的周期扩展至 $T_{\text{sym}} = NT_s$ 。OFDM 符号是 N 个并行符号的复合信号, 其周期为 T_{sym} 。图 4.9 (b) 显示了所有子载波间正交性的一种典型实现。在发射机和接收机分别使用 IFFT 和 FFT, 可以实现这种多载波调制。图 4.10 给出了典型的 OFDM 发射机和接收机的完整框图, 包括 FFT 和 IFFT 运算。下一小节将讨论每个模块的细节。

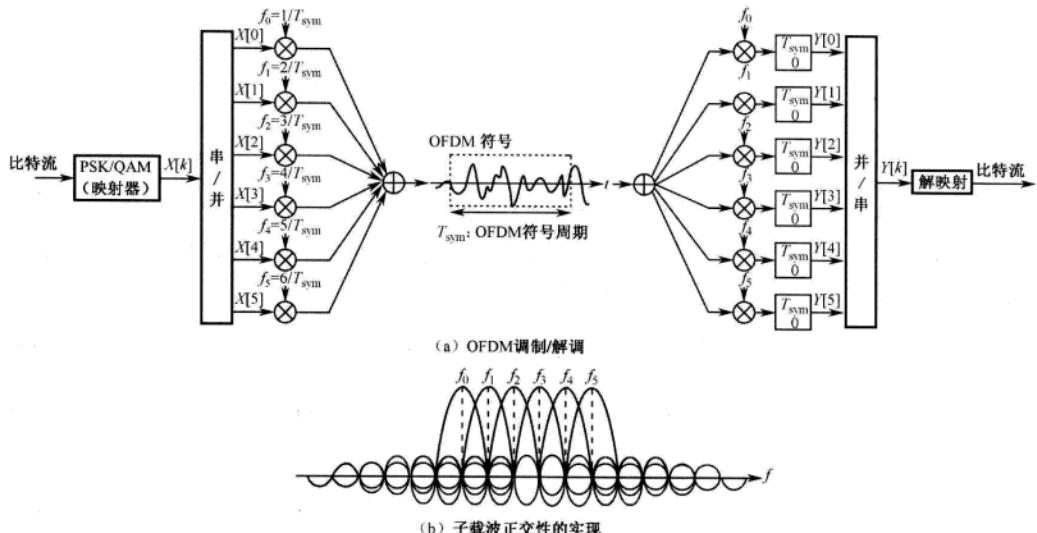
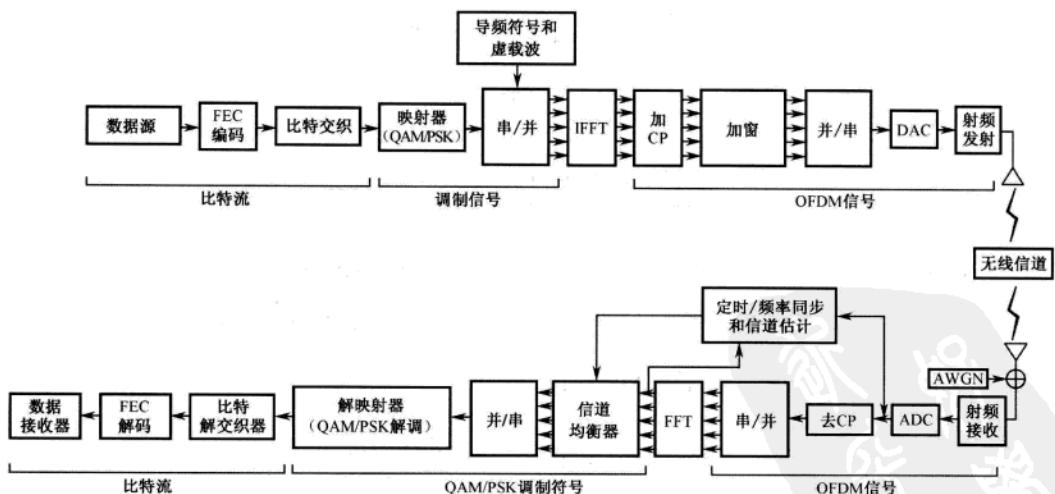
图 4.9 OFDM 调制和解调的示意性框图: $N=6$ 

图 4.10 OFDM 系统的发射机和接收机框图

4.2.2 OFDM 保护间隔

1. 多径信道对 OFDM 符号的影响

考虑第 l 个 OFDM 符号, $x_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})}$, $lT_{\text{sym}} < t \leq lT_{\text{sym}} + nT_s$ 。对于信道的脉冲响应 $h_l(t)$, 接收信号为

$$y_l(t) = x_l(t) * h_l(t) + z_l(t) = \int_0^\infty h_l(\tau) x_l(t-\tau) dt + z_l(t), \quad lT_{\text{sym}} < t \leq lT_{\text{sym}} + nT_s \quad (4.18)$$

其中, $z_l(t)$ 为高斯加性白噪声。在 $nT_s = nT_{\text{sym}}/N$ 对式 (4.18) 采样, 得到其离散时域表达式:

$$y_l[n] = x_l[n] * h_l[n] + z_l[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] x_l[n-m] + z_l[n] \quad (4.19)$$

其中, $x_l[n] = x_l(nT_s)$, $y_l[n] = y_l(nT_s)$, $h_l[n] = h_l(nT_s)$, $z_l[n] = z_l(nT_s)$ 。

为理解多径信道的 ISI 影响, 以图 4.11 中的离散时间信道为例进行说明, 图中所示为具有不同长度的两个脉冲响应及其频率响应。图 4.12 说明了多径信道在两个连续的 OFDM 符号上的 ISI 影响。令 T_{sub} 表示没有保护间隔时有效的 OFDM 符号的周期。因为 $W = 1/T_s$, 所以 $\Delta f = W/N = 1/(NT_s)$, $T_{\text{sub}} = NT_s = 1/\Delta f$ 。将符号周期扩展 N 倍 (即 $T_{\text{sub}} = NT_s$) 后, 多径衰落信道对 OFDM 符号的影响显著减少。然而, 这种影响仍然存在, 它是破坏 OFDM 方案中子载波间正交性的一个有害因素。如图 4.12 (b) 所示, 第一个接收符号 (实线) 与第二个接收符号 (虚线) 发生混叠, 这样就引起了 ISI。很显然, 所有子载波在每个 OFDM 符号周期内不再正交。为了保证 OFDM 的性能, 需要采取一些方法来消除多径信道带来的 ISI 影响。正如接下来讨论的那样, 在两个连续的 OFDM 符号之间插入保护间隔将是非常必要的。

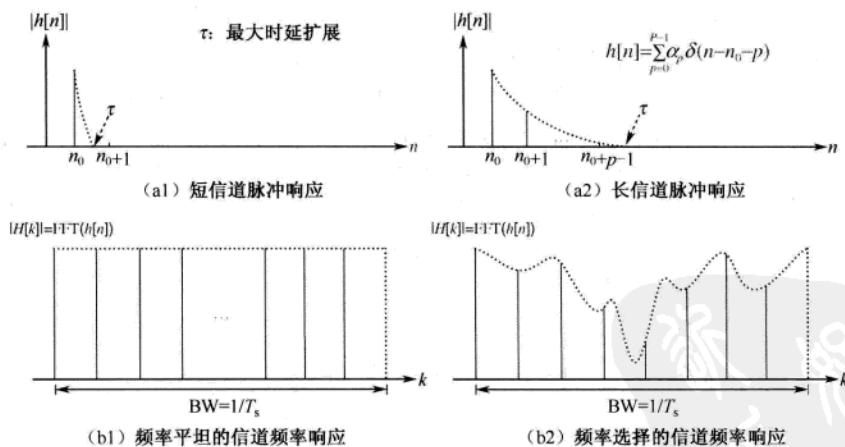


图 4.11 离散时间信道的脉冲/频率响应

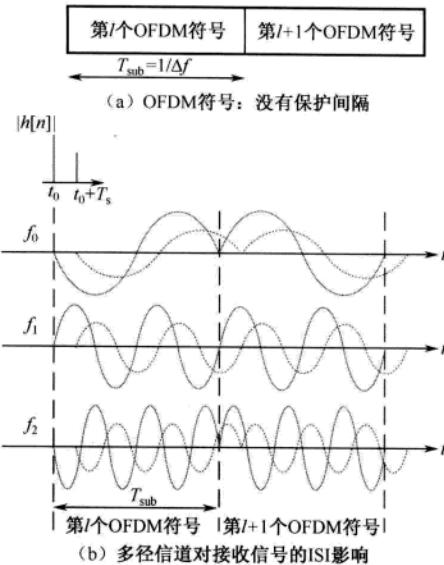


图 4.12 多径信道对接收信号的 ISI 影响：没有保护间隔

2. 循环前缀

OFDM 的保护间隔有两种不同的插入方法。一种方法是补零 (Zero Padding, ZP)，即在保护间隔中填充零。另一种方法是利用循环前缀 (CP) 或循环后缀 (Cyclic Suffix, CS) 实现 OFDM 符号的循环扩展 (为了某种连续性)。将 OFDM 符号后部的采样复制到其前面，实现 CP 对 OFDM 符号的扩展。令 T_G 为用采样数表示的 CP 长度，则扩展后的 OFDM 符号周期变为 $T_{\text{sym}} = T_{\text{sub}} + T_G$ 。如图 4.13 (a) 所示为两个连续的 OFDM 符号，每一个符号的长度为 $T_{\text{sym}} = T_{\text{sub}} + T_G$ ，其中 CP 的长度为 T_G 。图 4.13 (b) 从时域和频域共同描述了 OFDM 符号。图 4.13 (c) 显示了多径信道对 OFDM 符号中某些子载波的 ISI 影响。从图 4.13 中可以看到，如果 CP 的长度大于或等于多径信道的最大时延，那么一个 OFDM 符号对下一个 OFDM 符号的 ISI 影响 (虚线) 将被限制在保护间隔中，因此不会影响下一个 OFDM 符号的 FFT 变换，其周期为 T_{sub} 。这意味着，只要保护间隔的长度大于多径信道的最大时延，就可以维持子载波间的正交性。因为 CP 能够保证每个经历时延的子载波的连续性，所以在 T_{sub} 内每个子载波与其他子载波之间是正交的。也就是说，对于时延为 t_0 的第一个 OFDM 符号，满足：

$$\frac{1}{T_{\text{sub}}} \int_0^{T_{\text{sub}}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0)} dt = 0, \quad k \neq i$$

对于时延为 $t_0 + T_s$ 的第二个子载波信号，满足：

$$\frac{1}{T_{\text{sub}}} \int_0^{T_{\text{sub}}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0-T_s)} dt = 0, \quad k \neq i$$

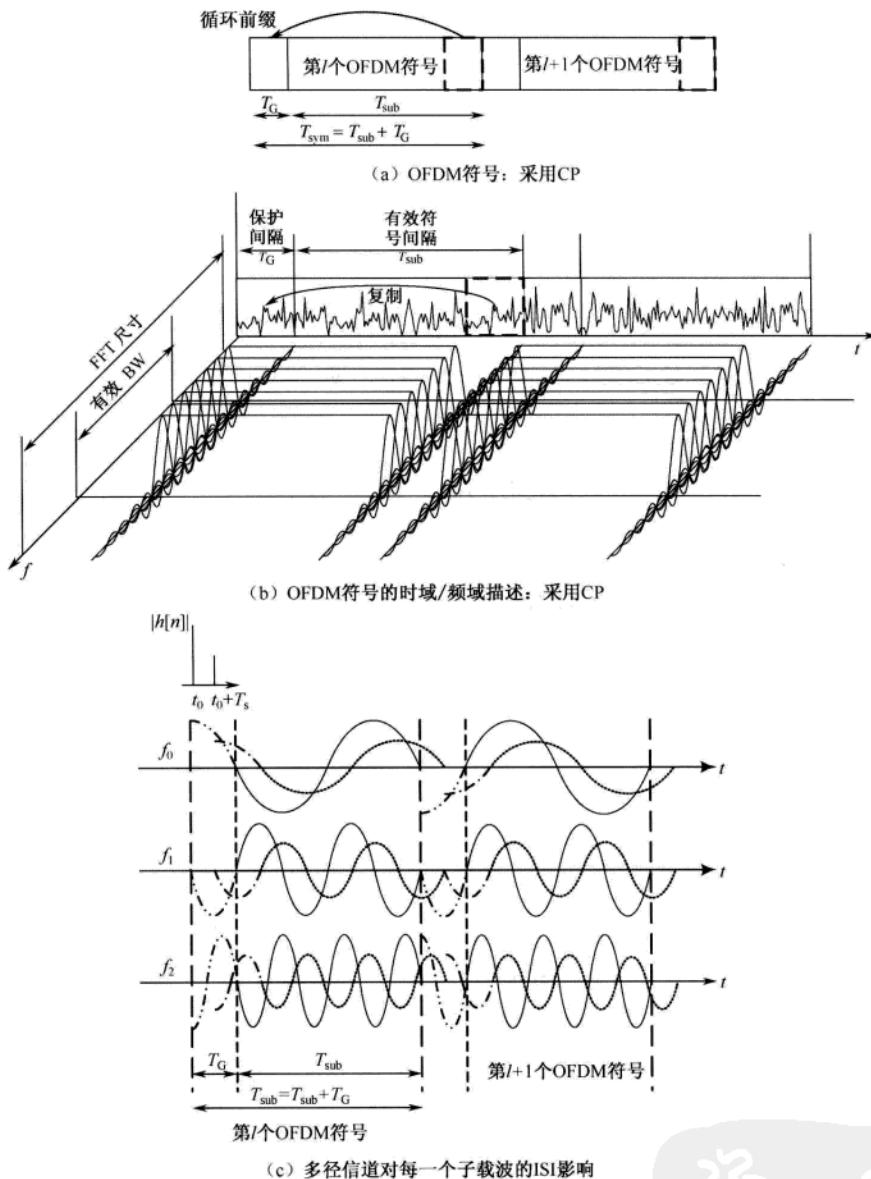


图 4.13 多径信道对具有CP的OFDM符号的影响

如图 4.14 所示,如果保护间隔的长度小于最大多径时延扩展,那么前一个 OFDM 符号的尾部(用四分之一圆表示)将影响下一个 OFDM 符号的前端,这样会造成 ISI。在实际中,可能会出现符号定时偏差 (Symbol Timing Offset, STO), STO 会使 OFDM 符号的前端和 FFT 窗的起始点不一致。

如图 4.15 所示,即使 CP 的长度大于多径信道的最大时延,也会出现 ISI 和/或 ICI,这取决于 FFT 窗的起始点的定时。更具体地,如果 FFT 窗的起始点早于时延的前一个符号末端,那么会出现 ISI;如果 FFT 窗的起始点晚于符号的起始点,那么既会出现(由下一个符号引起的) ISI,又会出现 ICI^[78]。

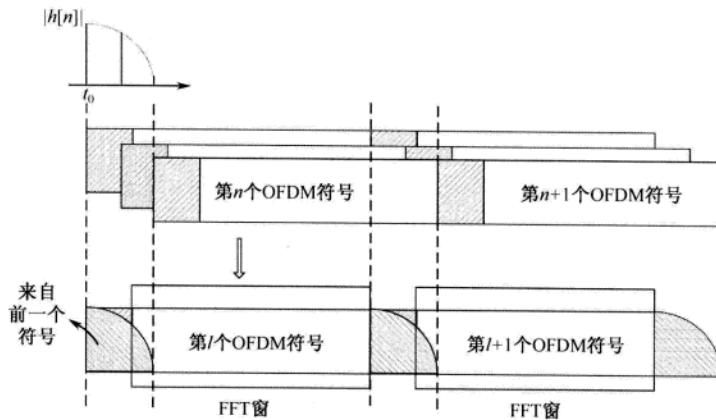


图 4.14 多径信道对OFDM符号的影响: CP长度小于信道的最大时延

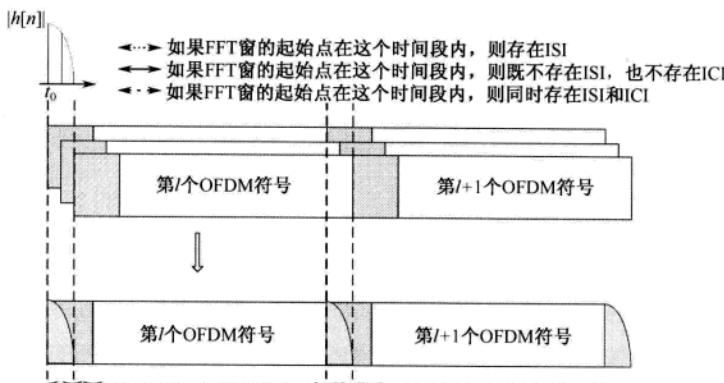


图 4.15 ISI/ICI影响取决于FFT窗的起始点

现在, 假设 CP 的长度不小于信道的最大时延, 并且假设 OFDM 符号的 FFT 窗的起始点确定在其保护间隔内, 则 OFDM 接收机对收到的采样信号 $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ 进行 FFT 转换得到:

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] x_l[n-m] + z_l[n] \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi i(n-m)/N} \right\} \right\} e^{-j2\pi kn/N} + Z_l[k] \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] e^{-j2\pi im/N} \right\} X_l[i] \sum_{n=0}^{\infty} e^{-j2\pi(k-i)n/N} e^{-j2\pi kn/N} + Z_l[k] \\
 &= H_l[k] X_l[k] + Z_l[k]
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

其中, $X_l[k]$ 、 $Y_l[k]$ 、 $H_l[k]$ 和 $Z_l[k]$ 分别表示第 l 个符号的第 k 个子载波上的发射符号、接收符号、信道的频率响应和频域噪声。式 (4.20) 中最后一行说明, 在频域可以将 OFDM 系

统看做输入符号与信道的频率响应的乘积。换句话说，在频域可以将 OFDM 系统等效为如图 4.16 所示的频域系统。在没有噪声的情况下， $Y_l[k] = H_l[k]X_l[k]$ ，因此只需要用接收信号除以信道（即 $X_l[k] = Y_l[k]/H_l[k]$ ），就可以通过单抽头均衡器检测发射符号。对于卷积运算*，当 $\{y_l[n]\} = \{x_l[n]\} * \{h_l[n]\}$ 时， $DFT\{y_l[n]\} \neq DFT\{x_l[n]\} \cdot DFT\{h_l[n]\}$ 。因此，如果没有 CP，那么 $Y_l[k] \neq H_l[k]X_l[k]$ 。事实上，对于循环卷积运算 \otimes ，当 $\{y_l[n]\} = \{x_l[n]\} \otimes \{h_l[n]\}$ 时， $Y_l[k] = H_l[k]X_l[k]$ 。换句话说，在发射信号中插入 CP，使得发射采样与信道采样满足循环卷积，因此可以在接收机得到 $Y_l[k] = H_l[k]X_l[k]$ 。

3. 循环后缀

循环后缀（CS）也是一种 OFDM 系统的循环扩展。CS 复制 OFDM 符号的头部，并将其插入 OFDM 符号的末端。可以将 CS 用于防止上、下行之间的干扰，也可以将 CS 用做跳频或射频融合的保护间隔。Zipper-VDSL 系统同时使用 CP 和 CS。Zipper 双工技术是一种 FDD 形式，在一个 OFDM 符号内，为下行或上行传输分配不同的频带（子载波），允许同时进行双向的信号流。使用 CP 和 CS 的目的是抑制多径信道的 ISI，同时能够保证下行信号或上行信号之间的正交性。因此，CP 的长度要大于信道的时间色散长度，而 CS 的长度要根据上行发送时间和下行接收时间的差来设定。如图 4.17 所示为 Zipper-VDSL 系统中的 OFDM 符号结构，其中保护间隔的长度为 CP 的长度 T_{CP} 和 CS 的长度 T_{CS} 之和^[85]。

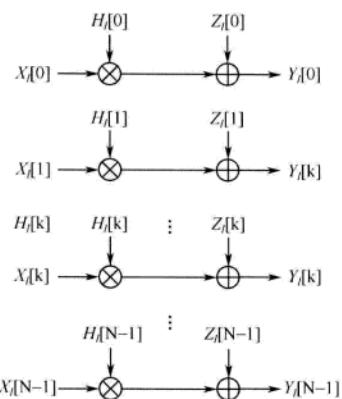


图 4.16 OFDM 系统的频域等效模型

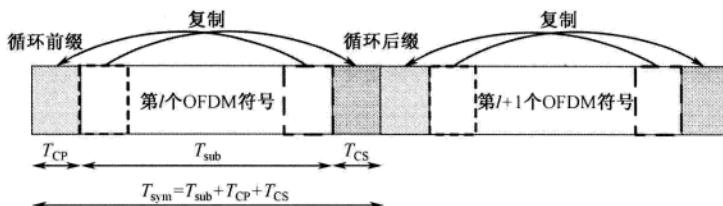


图 4.17 具有CP和CS的OFDM符号

4. 补零

也可以在保护间隔中插入零。在 UWB 系统中，多频带-频分复用技术（MB-OFDM）采用了补零（ZP）方法^[86]。图 4.18 (a) 和图 4.18 (b) 分别显示了具有 ZP 的 OFDM 符号和多径信道对 OFDM 符号中的每一个子载波的 ISI 影响。即使 ZP 的长度大于多径信道的最大时延，一个小的 STO 也会引起一个有效周期内的 OFDM 符号在 FFT 窗内存在不连续。因此，为了防止 ICI，复制下一个 OFDM 符号的保护间隔部分，并且将其添加到当前符号的头部，如图 4.19 所示。

因为 ZP 被零填充，所以包含 ZP 的 OFDM 符号的实际长度比包含 CP 或 CS 的 OFDM 符号长度更小，用于发射的矩形窗的长度也更小，相应的 sinc 型的频谱也更宽。如图 4.20 所示，与包含 CP 或 CS 的 OFDM 符号相比，包含 ZP 的 OFDM 符号在功率谱密度（PSD）方面具有更小的带内波纹和更大的带外功率，这样允许将更多的功率用于发射，并具有固定的峰值发射功率。

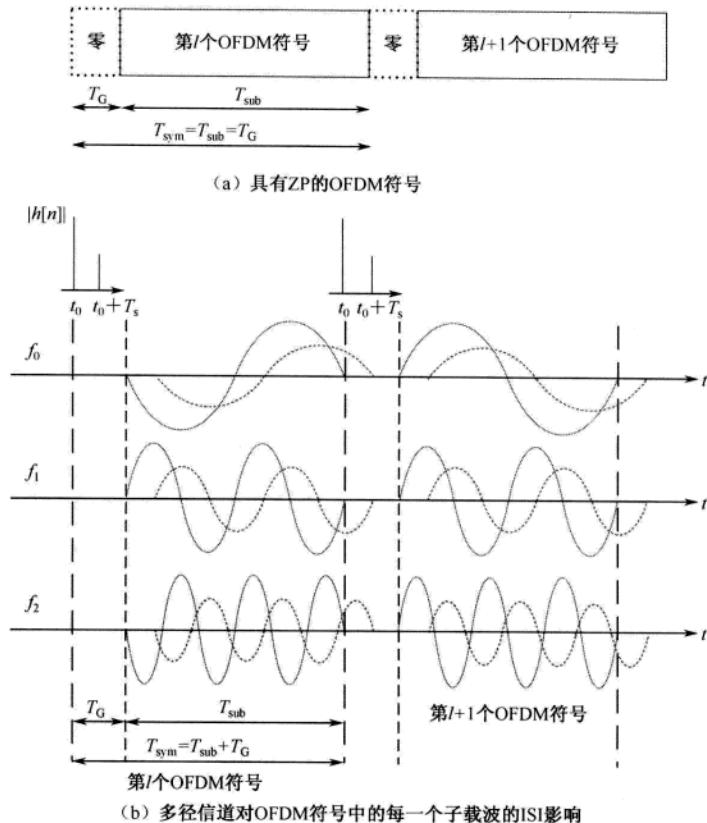


图 4.18 多径信道对具有ZP的OFDM符号的影响

注意, 由于保护间隔, OFDM 符号的传输速率下降为 $T_{\text{sub}} / T_{\text{sym}} = T_{\text{sub}} / (T_{\text{sub}} + T_G)$ 。

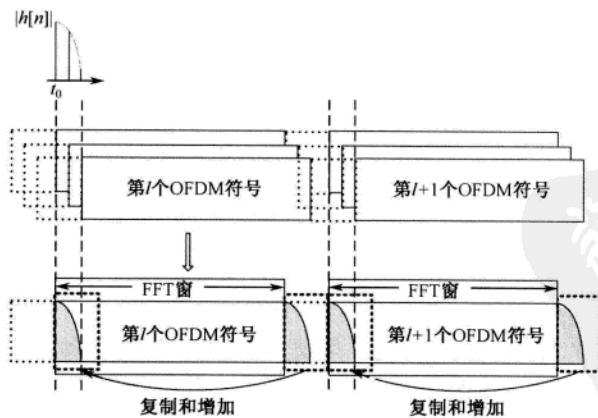


图 4.19 复制下一个符号的保护间隔并增加到当前的符号以防止ICI

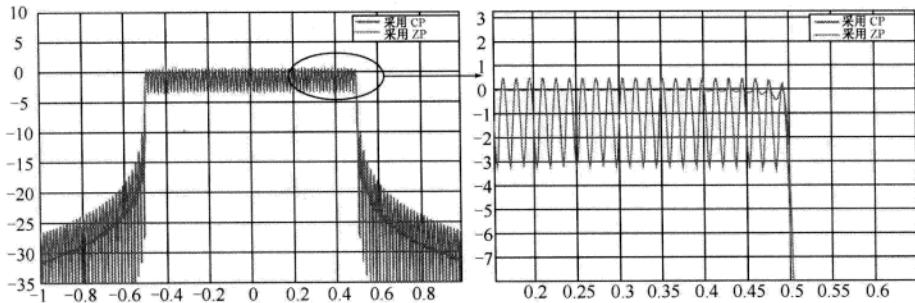


图 4.20 两个OFDM符号的功率谱

4.2.3 OFDM 保护频带

可以将有效时间为 T_{sub} 的 OFDM 符号中的每个子载波看做一个单音频信号与长度为 T_{sub} 的矩形窗相乘，其中矩形窗的频谱是一个 sinc 函数，过零点带宽为 $2/T_{\text{sub}}$ 。因此，OFDM 信号的功率谱是许多频移后的 sinc 函数的总和，具有比较大的带外功率，会导致邻道干扰 (ACI)。为了降低 ACI 的影响，在 OFDM 系统中需要一个保护带。

为了减小 OFDM 符号的带外功率，可以使用 BPF。但是为了得到可以接受的滤波性能，可能需要大量的计算和很高的复杂度。另一种可选的方法是使用时域成形函数，如升余弦 (RC) 窗。对于被滚降系数为 β 的 RC 窗 $\Psi_{l,k}(t)$ 成形的第 l 个 OFDM 符号，其通频带和基带信号可以分别表示为

$$x_l(t) = \operatorname{Re} \left\{ h_{\text{RC}}(t - lT_{\text{sym}}) \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} \Psi_{l,k}(t) \right\} \quad (4.21)$$

和

$$x_l^{rc}(t) = h_{\text{RC}}(t - lT_{\text{sym}}) \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_{\text{sym}})} \quad (4.22)$$

其中

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k (t - lT_{\text{sym}})}, & -(T_G + T_W/2) \leq t \leq (T_{\text{sub}} + T_W/2) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4.23)$$

和

$$h_{\text{RC}}(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi(t + \beta T_{\text{sym}} + T_G)/\beta T_{\text{sym}}), & -(T_G + \beta T_{\text{sym}}/2) \leq t \leq (T_G - \beta T_{\text{sym}}/2) \\ 1.0, & -(T_G + \beta T_{\text{sym}}/2) \leq t < (T_{\text{sub}} - \beta T_{\text{sym}}/2) \\ 0.5 + 0.5 \cos(\pi(t - T_{\text{sub}} + \beta T_{\text{sym}})/\beta T_{\text{sym}}), & (T_{\text{sub}} - \beta T_{\text{sym}}/2) \leq t \leq (T_{\text{sub}} + \beta T_{\text{sym}}/2) \end{cases} \quad (4.24)$$

如图 4.21 所示为用于 OFDM 符号成形的 RC 窗，可以达到减少其带外功率的目的。当滚降系数 β 增大时，RC 窗的过渡部分变得更加平滑，更长的有效保护间隔可以减小 ACI。

抑制 ACI 的另一种方法是使用虚拟载波 (VC)，其中 VC 是指在传输带宽的两端不使用的子载波。当使用 VC 时，不需要进行额外的处理。然而，由于 VC 不用于传输数据，频谱效率会下降到原来的 N_{used}/N ，其中 N_{used} 为用于传输数据的子载波数。将 VC 和 RC 窗结合起来使用，可以

减少带外功率和抑制 ACI。如图 4.22 所示为具有不同滚降系数的 RC 窗的功率谱，其中子载波总数为 64 个，54 个子载波用于传输数据，10 个子载波用做 VC。从图 4.22 中可以看到，带外功率随着滚降系数的增大而减小。

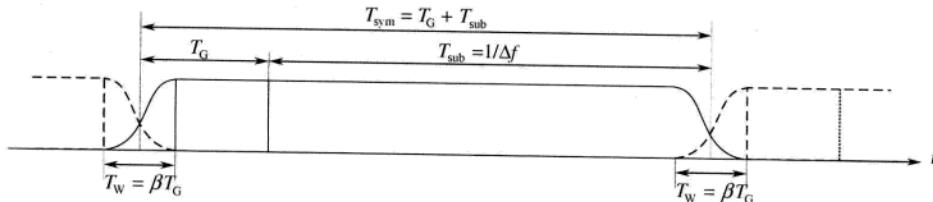


图 4.21 用于OFDM符号的升余弦窗

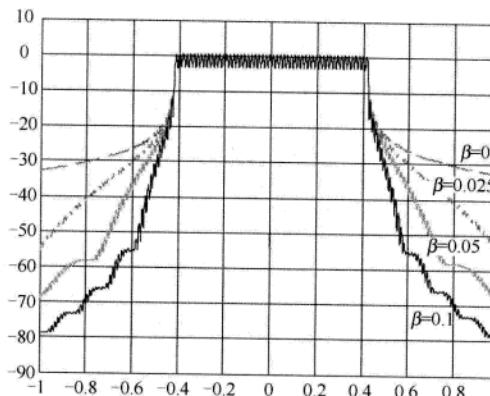


图 4.22 升余弦的功率谱

4.2.4 OFDM 的 BER

对于 AWGN 信道和瑞利信道，M-QAM 信号的误比特率 (Bit Error Rate, BER) 分别为

$$P_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{6E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2-1}}\right) : \text{ AWGN 信道} \quad (4.25)$$

和

$$P_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{3\gamma \log_2 M / (M^2-1)}{3\gamma \log_2 M / (M^2-1) + 1}}\right) : \text{ 瑞利衰落信道} \quad (4.26)$$

其中， $\gamma = E_b / N_0$ ， M 为调制阶数^[87]， $Q(\cdot)$ 为标准误差函数，定义为

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (4.27)$$

如果子载波总数 (FFT 大小) 为 N ，其中 N_{used} 个子载波用于发射数据 (即有 $N_{\text{vc}} = N - N_{\text{used}}$ 个虚载波)，那么时域信噪比 SNR_t 和频域信噪比 SNR_f 不相同，满足如下关系式：

$$\text{SNR}_t = \text{SNR}_f + 10 \log \frac{N_{\text{used}}}{N} [\text{dB}] \quad (4.28)$$

利用程序4.2 (“OFDM_basic.m”), 仿真不同保护间隔 (CP、CS或ZP) 的ISI影响, 具体考虑64点FFT ($N=64$) OFDM系统的BER性能, 其中VC数为 $N_{vc}=N-N_{used}=16$, 调制方案为16-QAM, 信道为AWGN或多径瑞利衰落信道(最大时延为15个采样点)。从图4.23 (a) 可以清楚地看到, 在瑞利衰落信道下, 采用长度为16个采样点的CP或ZP的BER性能与式(4.26)的解析结果一致。这说明只要CP或ZP长度足够大, OFDM系统就会经历平坦衰落信道。从图中也可以很明显地看到, AWGN信道下的BER性能与解析结果一致。因为在AWGN信道中没有多径时延, 所以不论保护间隔(Guard Interval, GI)的长度是多少, 这一结果都是成立的。然而, 如图4.23 (b) 所示, 在多径瑞利衰落信道下, 当GI的长度减小时, ISI对BER的影响很明显, 最终会产生误差平底现象。

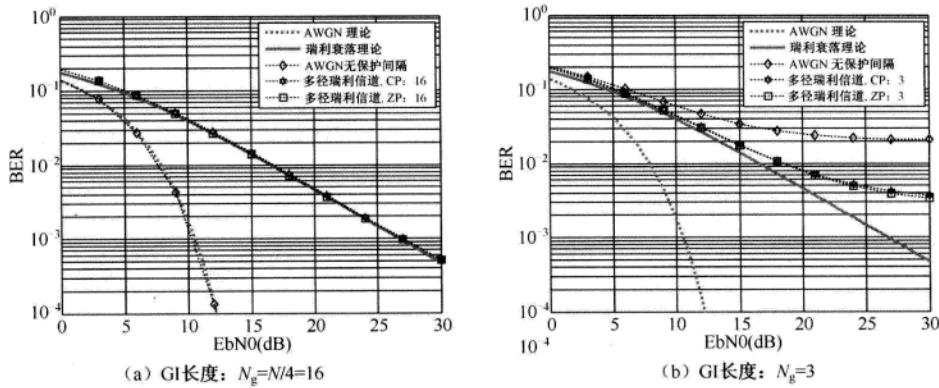


图4.23 采用16-QAM的OFDM系统的BER性能

MATLAB程序: 不同GI长度的OFDM-QAM系统的BER

程序4.2 “OFDM_basic.m”, 仿真OFDM传输系统

```
% OFDM_basic.m
clear all
NgType = 1; % 对于CP或ZP, NgType = 1或2
if NgType == 1
    nt = 'CP';
elseif NgType == 2
    nt = 'ZP';
end
Ch = 0; % 对于AWGN/多径瑞利信道, channelCh=0/1
if Ch == 0
    chType = 'AWGN';
    Target_ner = 100;
else
    chType = 'CH';
    Target_ner = 500;
end
figure(Ch+1), clf
PowerdB = [0 -8 -17 -21 -25]; % 信道抽头功率特性 'dB'
```

```

Delay = [0 3 5 6 8]; % 信道时延 (采样点)
Power = 10.^PowerdB/10; % 信道抽头功率特性 (线性尺度)
Ntap = length(PowerdB); % 信道抽头数
Lch = Delay(end)+1; % 信道长度
Nbps = 4; M = 2^Nbps; % 调制阶数=2/4/6: QPSK/16-QAM/64-QAM
Nfft = 64; % FFT 大小
Ng = Nfft/4; % GI 的长度, 没保护间隔时, Ng = 0
Nsym = Nfft+Ng; % 符号周期
Nvc = Nfft/4; % Nvc=0: 没有 VC
Nused = Nfft-Nvc;
EbN0 = [0:5:20]; % Eb/N0
N_iter = 1e5; % 对于每一 EbN0 的迭代次数
Nframe = 3; % 每一帧的符号数
sigPow = 0; % 初始信号功率
file_name = ['OFDM_BER_ chType '_ nt '_ 'GL' num2str(Ng) '.dat'];
fid = fopen(file_name, 'w+');
norms = [1 sqrt(2) 0 sqrt(10) 0 sqrt(42)]; % BPSK 4-QAM 16-QAM
for i = 0 : length(EbN0)
    randn('state',0); rand('state',0);
    Ber2=ber(); % 初始化 BER
    Neb = 0; % 初始化错误比特数
    Ntb = 0; % 初始化总比特数
    for m = 1 : N_iter
        % Tx
        X = randint(1,Nused*Nframe,M); % bit: 整数向量
        Xmod = qammod(X,M,0,'gray')/norms(Nbps);
        if NgType == 2
            x_GI = zeros(1,Nframe*Nsym);
        elseif NgType == 2
            x_GI = zeros(1,Nframe*Nsym+Ng);
            % 用 Ng 个零扩展 OFDM 符号
        end
        kk1 = [1:Nused/2];
        kk2 = [Nused/2+1:Nused];
        kk3 = 1:Nfft;
        kk4 = 1:Nsym;
        for k = 1 : Nframe
            if Nvc == 0
                X_shift = [0 Xmod(kk2) zeros(1,Nvc-1) Xmod(kk1)];
            else
                X_shift = [Xmod(kk2) Xmod(kk1)];
            end
            x = ifft(X_shift);
            x_GI(kk4) = guard_interval(Ng,Nfft,NgType,x);
            kk1 = kk1+Nused;
            kk2 = kk2+Nused;
        end
        % 信道抽头更新
        % ...
    end
    % 信道抽头更新
    % ...
end

```

```

kk3 = kk3+Nfft;
kk4 = kk4+Nsym;
end
if Ch == 0
    y = x_GI; % 没有信道
else % 多径衰落信道
    channel = (randn(1,Ntap)+j*randn(1,Ntap)).*sqrt(Power/2);
    h = zeros(1,Lch); % 信道脉冲响应
    h(Delay+1) = channel;
    y = conv(x_GI,h);
end
if i == 0 % 只测量信号功率
    y1 = y(1:Nframe*Nsym);
    sigPow = sigPow + y1*y1';
    continue;
end
% 加 AWGN 噪声
snr = EbN0(i)+10*log10(Nbps*(Nused/Nfft)); % 式 (4.28) SNR vs. Eb/N0
noise_mag = sqrt((10.^(-snr/10))*sigPow/2);
y_GI = y + noise_mag*(randn(size(y))+j*randn(size(y)));
% Rx
kk1 = (NgType==2)*Ng+[1:Nsym];
kk2 = 1:Nfft;
kk3 = 1: Nused;
kk4 = Nused/2+Nvc+1:Nfft;
kk5 = (Nvc~=0)+[1:Nused/2];
if Ch == 1
    H = fft([h zeros(1,Nfft-Lch)]); % 信道频率响应
    H_shift(kk3) = [H(kk4) H(kk5)];
end
for k = 1 : Nframe
    Y(kk2) = fft(remove_GI(Ng,Nsym,NgType,y_GI(kk1)));
    Y_shift = [Y(kk4) Y(kk5)];
    if Ch == 0
        Xmod_r(kk3) = Y_shift./H_shift;
    else
        Xmod_r(kk3) = Y_shift./H_shift; % 均衡器
    end
    kk1 = kk1+Nsym;
    kk2 = kk2+Nfft;
    kk3 = kk3+Nused;
    kk4 = kk4+Nfft;
    kk5 = kk5+Nfft;
end
X_r = qamdemod(Xmod_r*norms(Nbps).M,0,'gray');
Neb = Neb+sum(sum(de2bi(X_r,Nbps)~-de2bi(X,Nbps)));

```

```

Ntb = Ntb+Nused*Nframe*Nbps;
if Neb > Target_neb, break; end
end
if i == 0
    sigPow = sigPow/Nsym/Nframe/N_iter;
else
    Ber = Neb/Ntb;
    fprintf('EbN0=%3d[dB], BER=%4d/%8d =%11.3e\n', ...
    EbN0(i), Neb,Ntb,Ber)
    fprintf(fid,'%d\n',11.3e\n', EbN0(i), Ber);
    if Ber < 1e-6, break; end
end
end
if (fid ~= 0), fclose(fid); end
disp('Simulation is finished')
plot_ber(file_name,Nbps)

```

程序 4.3: GI 插入, GI 去除, BER 画图

```

function y = guard_interval(Ng,Nfft,NgType,ofdmSym)
if NgType == 1
    y = [ofdmSym(Nfft-Ng+1:Nfft) ofdmSym(1:Nfft)];
elseif NgType == 2
    y = [zeros(1,Ng) ofdmSym(1:Nfft)];
end

function y = remove_GI(Ng,Lsym,NgType,ofdmSym)
if Ng ~= 0
    if NgType == 1
        y = ofdmSym(Ng+1:Lsym); % 循环前缀
    elseif NgType == 2 % 循环后缀
        y = ofdmSym(1:Lsym-Ng)+...
            [ofdmSym(Lsym-Ng+1:Lsym) zeros(1,Lsym-2*Ng)];
    end
else
    y = ofdmSym;
end

function plot_ber(file_name, Nbps)
EbN0dB = [0:1:30];
M = 2^Nbps;
ber_AWGN = ber_QAM(EbN0dB,M,'AWGN');
ber_Rayleigh = ber_QAM(EbN0dB,M,'Rayleigh');
semilogy(EbN0dB,ber_AWGN,'r-'), hold on
semilogy(EbN0dB,ber_Rayleigh,'r-')
a = load(file_name);
semilogy(a(:,1),a(:,2),'b-s'); grid on
legend('AWGN analytic','Rayleigh fading analytic','Simulation')
xlabel('EbN0[dB]', ylabel('BER')

```

```

axis([a(1,1) a(end,1) 1e-5 1])
function ber = ber_QAM(EbN0dB,M,AWGN_or_Rayleigh)
% 找到 AWGN 或瑞利信道中 M-QAM 的 BER
% EbN0dB: AWGN 信道的每比特信号与噪声功率比[dB]
% M : 调制阶数 (星座大小)
N= length(EbN0dB);
sqM = sqrt(M);
a = 2*(1-power(sqM,-1))/log2(sqM);
b = 6*log2(sqM)/(M-1);
if nargin < 3
    AWGN_or_Rayleigh = 'AWGN';
end
if lower(AWGN_or_Rayleigh) == 'a'
    % ber = berawgn(EbN0dB, 'QAM',M);
    ber = a*Q(sqrt(b*10.^((EbN0dB/10)))); % 式 (4.25)
else
    % diversity_order = 1;
    % ber = berfading(EbN0dB, 'QAM',M,diversity_order);
    rn = b*10.^((EbN0dB/10)/2);
    ber = 0.5*a*(1-sqrt(rn./(rn+1))); % 式 (4.26)
end
function y = Q(x)
% 误差函数, 式 (4.27)
y = erfc(x/sqrt(2))/2;

```

4.2.5 频域注水算法

总的来说, 随着信道的波动, 可以自适应地改变数据速率。这种链路自适应对于最大化系统的频谱效率是一种很有用的方法。时域自适应调制和编码 (AMC) 技术就是链路自适应中的一种。AMC 被广泛应用于分组数据系统 (如 cdma2000 1x EV-DO), 其中具有不同信道增益的多个时隙被不同用户以机会主义形式动态共享, 这样做能够增加系统的平均吞吐量。除了将 AMC 技术应用于时域链路自适应之外, 还可以将其应用于 OFDM 系统的频域中。实际上, 自适应链路能够完全利用频率选择性信道中子载波的时变特性。频域 AMC 技术的关键是注水算法。对于具有较大 (或较小) SNR 的子载波, 注水算法为其分配更多 (或更少) 的比特和功率, 由此实现信道容量的最大化。

考虑具有 N_{used} 个子载波的 OFDM 系统, 每个子载波的间隔为 Δf 。第 k 个子载波 f_k 的哈特莱-香农信道容量为

$$C(f_k) = \Delta f \log_2 \left(1 + |H[k]|^2 \frac{P[k]}{N_0} \right) \quad (4.29)$$

其中, $H[k]$ 、 $P[k]$ 和 N_0 分别为第 k 个子载波的频率响应、发射功率和噪声方差。信道总容量为所有单个子载波容量之和, 即

$$C = \sum_{k=0}^{N_{\text{used}}-1} C(f_k) \quad (4.30)$$

如果 N_{used} 足够大, 即 Δf 足够小, 以至于小于相干带宽, 那么对于每个子载波 k , 可以认为 $H[k]$ 是恒定不变的。换句话说, 对于每个子载波, SNR 可以被近似为常数。给定每个子载波的 SNR, 对不同的子载波分配不同的功率, 可以使系统的总容量最大化。以上描述可以表示成最优化问题:

$$\max_{P_0, \dots, P_{N_{\text{used}}-1}} \sum_{k=0}^{N_{\text{used}}-1} C(f_k) = \sum_{k=0}^{N_{\text{used}}-1} \log_{10} \left(1 + \frac{|H[k]|^2 P[k]}{N_0} \right) \quad (4.31)$$

满足

$$\sum_{k=0}^{N_{\text{used}}-1} P[k] = N_{\text{used}} \cdot P \quad (4.32)$$

其中, P 为每个子载波能够获得的平均功率。对式 (4.31) 中具有等式约束的最优化问题应用拉格朗日乘子法, 可以得到下面的解:

$$P^*[k] = \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{N_0}{|H[k]|^2} \right)^+ = \begin{cases} \frac{1}{\lambda} - \frac{N_0}{|H[k]|^2}, & \frac{1}{\lambda} - \frac{N_0}{|H[k]|^2} \geq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4.33)$$

其中, λ 为拉格朗日乘子, 满足式 (4.32) 中的功率约束。式 (4.33) 说明, 在所有的子载波中, 除非 $1/\lambda - N_0/|H[k]|^2 < 0$, 子载波没有分配到功率; 否则, 每个子载波的功率和噪声信号比 (NSR) 之和都是相等的, 即 $P^*[k] + N_0/|H[k]|^2 = 1/\lambda = \text{常数}^{[87]}$ 。根据这一算法, 具有较大 SNR 的子载波将被分配更多的发射功率。图 4.24 给出了式 (4.33) 中最优功率分配的示意图。以子载波编号 k 为自变量的 $NSR N_0/|H[k]|^2$ 可以被看做一个不规则水箱的底部。如果向水箱中每个子载波注入 P 个单位的水, 那么子载波 n 的水深为子载波获得的功率, $1/\lambda$ 为水面高度。因为通过向水箱中注水对这个算法进行描述, 所以它被称为注水算法。如果水箱的底部高于水面, 那么一定不会向子载波分配功率。实际上, 这相当于条件差的信道不能传输数据。

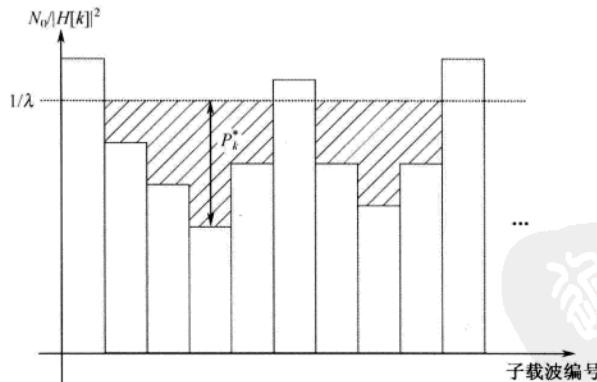


图 4.24 采用注水算法的最优功率分配

在 OFDM 系统中, 总速率和 BER 会随子载波功率分配的变化而变化。换句话说, 数据速率、平均发射功率和 BER 是密切关联的设计参数。因此, 在保持其余参数不变的条件下, 可以优化其中的一个或两个参数^[89]。例如, 如果所有子载波的发射功率和 BER 都相同, 那么分配给每个子载波的比特数为

$$b[k] = \log_2 \left(1 + \frac{\text{SNR}_k}{\Gamma} \right) \quad (4.34)$$

其中, SNR_k 为第 k 个子载波的 SNR, Γ 为信噪比间隔¹。图 4.25 说明了一个自适应比特加载的情况, 具有不同频率选择特性的子载波分配到不同的比特数。根据式 (4.34), 具有更大的 SNR 的子载波能够分配到更多的比特数。

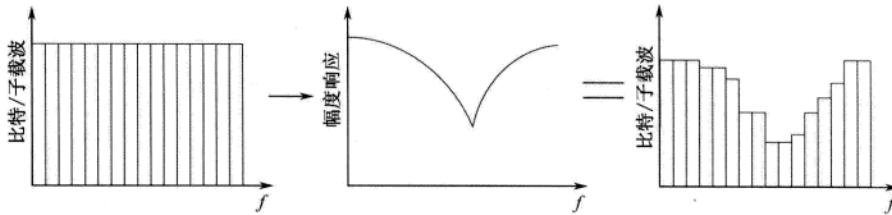


图 4.25 为 OFDM 系统中的子载波自适应加载比特

正如前面解释的, 通过将 SNR 考虑在内, 能够最优化分配给每个子载波的发射功率或比特^[72]。这意味着, 注水算法要求发射机能够完全知道每个子载波的信道状态信息。发射机和接收机必须通过反馈回路交换信道质量信息。然而, 这些通常很难做到, 尤其是在时变的移动环境中。

4.3 编码 OFDM

如图 4.26 所示, 在 OFDM 系统中, 一些连续的子载波可能经历深度衰落, 因此接收的 SNR 会低于所需的 SNR 水平。即使将所需的 SNR 水平设置得比平均 SNR 低很多, 这个问题仍然存在。为了解决在多载波情况下由于深度衰落引起的随机差错, 使用前向纠错(Forward Error Correction, FEC)编码是很有必要的。换句话说, 除非 OFDM 系统有 FEC 编码保护, 否则必须将所需的 SNR 设置得很低, 系统的总速率不可避免会降低。因此, 大部分实际的 OFDM 系统都是编码 OFDM 系统。在编码 OFDM 系统中, 常用的 FEC 编码有 Reed-Solomon (RS) 码、卷积码、网格编码调制 (TCM)、级联码、Turbo 码和 LDPC 码。只要随机差错在 FEC 编码的纠错能力范围内, FEC 编码就可以纠正。纠错能力定义为每个码字能够纠正错误的最大个数。但是, 对于突发式的符号差错, FEC 编码不起作用。在实际中, 通常用交织把突发差错转换为随机差错。有两种类型的交织: 块交织和卷积交织。块交织可以在比特级、数据符号级或 OFDM 符号级执行。交织类型和交织尺寸(深度)由三个方面的因素决定: FEC 编码的类型, 时间和频率衰落的程度, 由于交织而产生的时延。

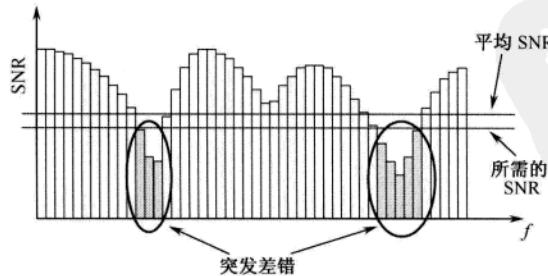


图 4.26 由频率选择性引起的突发差错

¹ 信噪比间隔被定义为系统能够传输 C (信道容量) 比特/传输所需的理想 SNR 与系统能够传输 R 比特/传输所需的实际 SNR 之间的比值。

如图 4.27 所示为应用于 Eureka-147 数字音频广播 (Digital Audio Broadcasting, DAB) 的 FEC 编码和交织技术, Eureka-147 是一个典型的编码 OFDM 系统。此处, FEC 采用级联码。更具体地, RS 码用做外部码, TCM 用做内部码。外部交织器将来自内部编码系统中的差错块分离, 内部交织器在时域/频域对比特/符号进行交织。

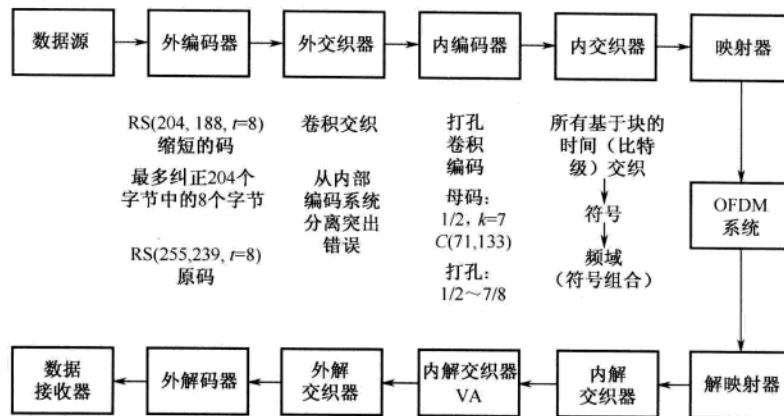


图 4.27 一个编码OFDM的例子: Eureka-147 DAB

4.4 OFDM 的多址扩展

总的来说, OFDM 是一种传输技术, 使用所有子载波为一个用户传输数据符号。换句话说, OFDM 本身不是多址接入技术, 但它可以与现有的多址接入技术[如时分多址 (Time Division Multiple Access, TDMA)、频分多址 (Frequency Division Multiple Access, FDMA)、码分多址 (Code Division Multiple Access, CDMA)]结合, 能够应用于多用户系统。如图 4.28 所示^[97], 多个用户以 OFDM-TDMA、OFDMA (OFDM-FDMA) 或 MC-CDMA (OFDM-CDMA) 形式共享所有的子载波。

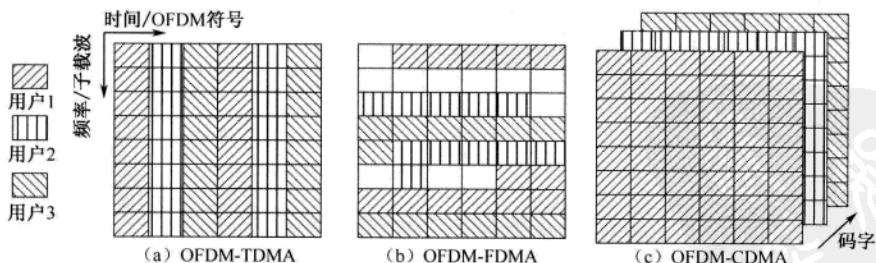


图 4.28 OFDM系统中的多址技术

如图 4.28 (a) 所示, 在 OFDM-TDMA 中, 几个 OFDM 符周期内的所有子载波被分配给一个用户。在每一帧内, 可以自适应地改变分配给每个用户的 OFDM 符号数。用户间分配的资源在时域是正交的。如图 4.28 (b) 所示, 在 OFDMA 系统中, 为每个用户分配一组子载波 (不是每个 OFDM 符号上的所有子载波)。在每一帧内, 可以自适应地改变分配给每个用户的子载波数。每个 OFDM 符号上的子载波在用户间进行正交分配。如图 4.28 (c) 所示, 在 OFDM-CDMA 系统中,

允许所有用户共享时间和子载波（不是以正交的方式），其中为每个用户分配一个正交码，信息符号在频域扩展。

在这些与 OFDM 结合的多址技术中，OFDMA 是蜂窝移动系统中最有用的方法之一。由于同一小区内的用户可能具有不同的信号与噪声和干扰比（Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR），与选择一个用户在同一时间使用所有子载波相比，一种更有效的方法是允许多个用户选择信道条件更好的子载波集。当用户数较多时，很可能有一个或多个信道条件特别好的用户。通过选择多个信道条件好的用户，可以提高频带效率，这种提高被称为多用户分集增益。OFDMA 能够充分利用多载波系统中固有的多用户分集增益。物理资源的数量（即在这些技术中分配给每个用户的时隙、子载波和扩频码）不仅取决于每个用户所需的数据速率，还取决于用户中的多用户分集增益。本书将在 4.5 节详细介绍多用户分集的概念。表 4.2 比较了上述与 OFDM 结合的多址技术。

表 4.2 与 OFDM 结合的多址接入技术的比较

属性		TDMA	FDMA	CDMA
方法		一个用户/时隙子集/ 所有子载波	多个用户/相同时间/ 子载波子集	所有用户/相同时间/ 所有子载波
灵活性		时隙数量可变	子载波数量可变	扩频码数量可变
MAI	小区内	无	无	有
	小区间	有	有	有
MAI 抑制		干扰避免 (频率复用系数低)	干扰避免 干扰平均	多用户检测 干扰平均
其他		小的 FFT 尺寸 孤立小区 (无线局域网)	大的 FFT 尺寸 蜂窝系统 多用户分集 功率集中	固有频率分集

4.4.1 资源分配——子信道分配类型

如前所述，在 OFDMA 中，为每个用户分配一组子载波，分配给每个用户的子载波数是由系统调度得到的。为了简化 OFDMA 中资源分配的基本单位，将一组子载波定义为一个子信道。如图 4.29 所示，根据由子载波构成子信道的方式，可以将资源分配方法分为块状类型、梳状类型和随机类型。

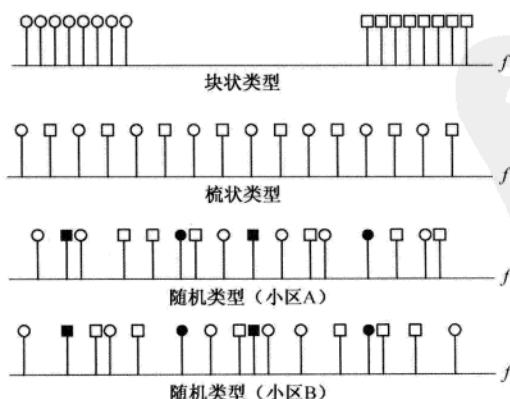


图 4.29 OFDMA 系统中资源分配的类型

在块状资源分配中, 每个子信道由一组相邻的子载波构成。块状类型也被称为簇类型、集中类型或带状类型。块状资源分配通常用于低速且稳定的信道环境中。它允许采用链路自适应技术, 根据瞬时信道条件, 在不同的子信道上使用 AMC。允许用户选择喜欢的子信道来改善系统的平均吞吐量, 充分利用了 OFDMA 的多用户分集增益。因为每一个块都小于相干带宽, 所以块状资源分配的另一个优点是信道估计简单。尽管块状子信道的子载波是连续分配的, 但是在整个频带内进行子信道跳变, 仍然可以获得分集增益。

在梳状资源分配中, 每个子信道由一组等间隔的子载波组成。由于子载波在整个频带内有规律地交织, 所以有时也被称为交织类型。事实上, 因为在整个频段上分配子载波, 所以可以获得分集增益。

在随机资源分配中, 每个子信道由随机分布在整个频段内的一组子载波构成, 也被称为分布式类型。如果使用随机类型的子信道, 除了分集增益之外, 还可以获得干扰平均的效果。在这种情况下, 位于整个带宽内的所有导频信号都将用于信道估计。这种类型的子信道在整个频段上平均信道质量, 因此能够适应高速移动, 即使所有子载波的信道质量会在每个符号 (或帧) 上发生变化也是如此。在蜂窝系统中, 随机分配子载波的方式有助于减少同信道干扰, 相邻小区发生子载波碰撞的概率最小。图 4.29 示意了两个相邻小区的子载波碰撞, 其中小区 A 和小区 B 使用随机子信道分配方式。

表 4.3 比较了这三种类型的资源分配方法, 每种类型都有各自的优缺点。

表 4.3 OFDMA 资源分配类型的比较

类 型	块状 (簇)	梳状 (交织)	随 机
方法	相邻子载波	等距子载波	随机子载波
分集	需要跳频	频率分集增益	频率分集增益
移动性	慢	快	快
信道估计	简单 (相关带宽)	整个带宽	整个带宽
小区间干扰	需要协作	需要协作	干扰平均

4.4.2 资源分配——子信道化

在实际的系统中, 具体的子信道化方案由前面讨论的资源分配类型确定。例如, 在移动 WiMAX 系统中^[298~302], 根据子载波是否分散 (分布) 或聚集 (集中), 将子信道分为两类: 分集 (Diversity) 子信道和 Band-AMC 子信道。如表 4.4 所示, 下行有三种分集子信道, 根据构成每个子信道的子载波是否分散在整个频带, 划分为部分使用子信道 (Partial Usage Subchannel, PUSC)、完全使用子信道 (Full Usage Subchannel, FUSC)、可选的完全使用子信道 (Optional Full Usage Subchannel, OFUSC)。上行有两种分集子信道: PUSC 和 OPUSC。Band-AMC 子信道用于上行和下行。在所有的子信道类型中, 48 个子载波组成一个子信道。

表 4.4 WiMAX 系统中的分集子信道和 Band-AMC 子信道

子 信 道	名 称	配 置	用 法
分集子信道: 下行	PUSC	分散的 48 个子载波	FCH/DL-MAP (复用系数 3), 数据传输
	FUSC	分散的 48 个子载波	数据传输, 广播
	OFUSC	分散的 48 个子载波	数据传输, 广播

续表

子信道	名称	配置	用法
分集子信道: 上行	PUSC	6个分布式的tile 8个子载波/tile	数据传输, 广播
	OPUSC	6个分布式的tile 8个子载波/tile	数据传输, 广播
Band-AMC: 下行/上行	AMC	6个相邻的组(bin) 8个子载波/组	数据传输, AMC, AAS

表 4.5 中给出了移动 WiMAX 系统中下行子信道的主要参数。以 FUSC 子信道为例, 描述其生成过程。在 1024 个子载波中, 一个 FUSC 符号使用 851 个子载波, 其中包括一个直流子载波、768 个数据子载波、82 个导频子载波。一个 FUSC 符号包含 16 个子信道, 每个子信道包含 48 个子载波。如图 4.30 所示, 为了产生 FUSC 子信道, 768 个数据子载波被分成 48 组。然后, 从每组中选择一个子载波构成子信道。将子载波分配到子信道的具体规则由参数为 DL_Permbace 的排列公式决定。在这种构建子信道的方式中, 子载波分布在在整个频带。当利用具有相同 DL_Permbace 参数的排列公式生成不同的子信道时, 相邻小区的子载波不会发生碰撞。然而, 当每个小区使用不同的 DL_Permbace 参数产生 FUSC 符号时, 两个子载波有可能发生碰撞。图 4.31 显示了当两个小区都用 FUSC 符号时, 小区边缘的碰撞分布, 其中小区 A 和小区 B 的 DL_Permbace 参数分别为 13 和 7。碰撞分布随以下三个参数的变化而变化: 参数 DL_Permbace、小区负载因子(分配的子信道数)和分配的子信道编号。

表 4.5 移动 WiMAX 系统中下行子信道的参数

参数	PUSC	FUSC	OFUSC	Band-AMC
左边保护子载波数	92	87	80	80
右边保护子载波数	91	86	79	79
使用的子载波数(不包括 DC)	840	850	864	864
DC 子载波数	1	1	1	1
导频子载波数	120	82	96	96
数据子载波数	720	768	768	486
每一子信道中的子载波数	48	48	48	48
每一子信道的符号数	2	1	1	2, 3, 6
子信道/符号数	30	16	16	48
导频配置	公共	公共	公共	专用
数据配置	分布	分布	分布	相邻

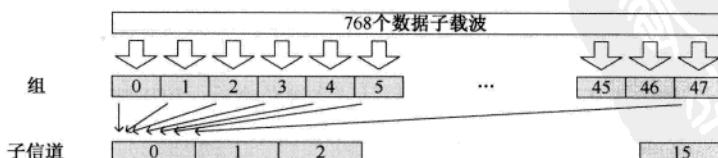


图 4.30 FUSC 子信道的生成

Band-AMC 子信道对应于块型资源分配方法, 允许每个用户选择自己最佳的块。如图 4.32 所示, 根据信道的 SNR, 不同用户采用不同的 AMC。然而, 当信道随时间变化很快时, 反馈时延使信道信息与实际的信道状态不匹配。由于信道反馈信息的可靠性下降, 导致系统吞吐量降低。因

此, Band-AMC 子信道只在低速移动和信道条件稳定的环境中有用。

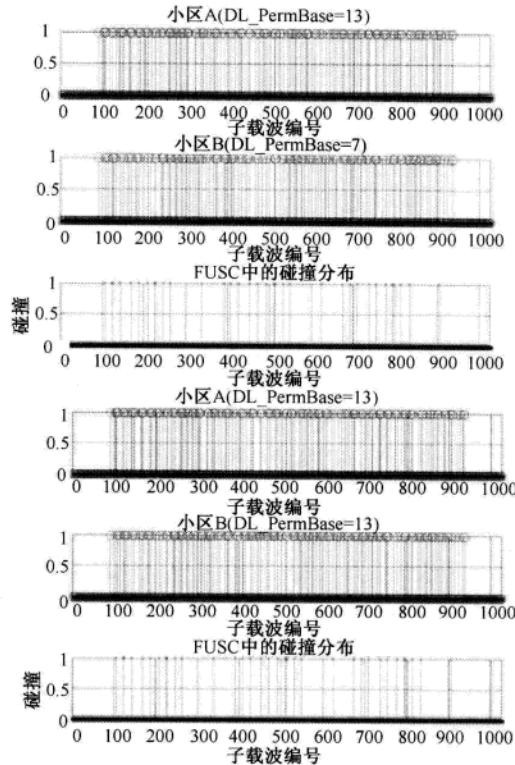


图 4.31 当使用FUSC时, 小区边缘的碰撞分布

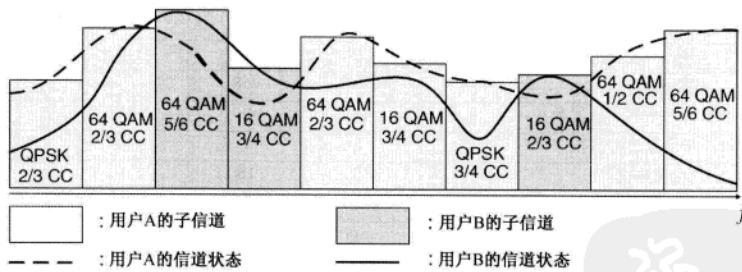


图 4.32 在Band-AMC子信道中的多用户分集

在 OFDMA 系统中, 从可以获得的频域和时域资源角度看, 可以将子信道映射分为一维映射和二维映射。此外, 根据频域和时域映射的优先级, 可以将子信道映射分为垂直映射和水平映射^[99]。

图 4.33 (a) 说明了一维垂直映射。在这种映射方案中, 首先沿频率轴映射子信道, 其中子信道的偏移量和长度是映射参数, 用来指定数据区域的子信道分配。为了尽可能缩短传输时间和译码时延, 先使用一个时隙内的所有子载波。然而, 这种方案要求发射机具有很高的瞬间功率。这种映射方案通常被用于传输控制信息, 因为在下行传输时必须尽可能快地译出控制信息。

图 4.33 (b) 说明了一维水平映射。在这种映射方案中, 首先沿时间轴映射子信道。与一维垂直映射一样, 子信道的偏移量和长度是映射参数。由于在多个时隙内使用最少的子载波进行传输,

所以在接收机需要一个很长的译码时延来完成对每个数据突发的译码，这个译码延迟对应于子信道映射中使用的时隙数。因此，这种方案具有传输时间和译码时延的缺点。然而，因为这种方案消耗的发射功率低，所以适用于移动台的上行传输，而功耗是移动台的关键问题之一。

图 4.33 (c) 说明了二维映射方案。与一维映射方案相比，由于在时域和频域上动态配置数据，资源分配更加灵活。然而，为了指定每个突发的实际数据区域，需要额外的映射参数，包括子信道偏移、使用的符号数和符号偏移量，因此会产生额外的开销。二维映射方案通常应用于下行数据突发的传输。

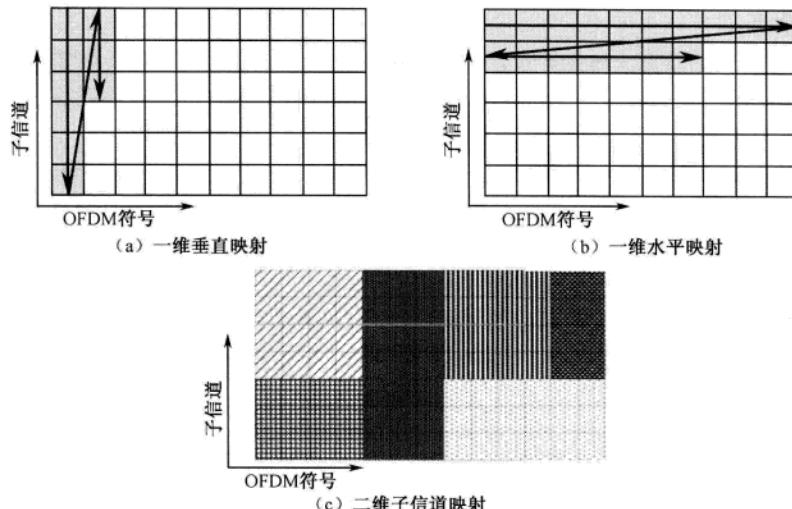


图 4.33 OFDMA 系统中的子信道映射方案

为了 OFDMA 信号传输的鲁棒性，使用频域扩展或时域扩展技术。如图 4.34 (a) 所示，考虑采用 1/2 码率 FEC 编码、QPSK 调制的数据突发。如图 4.34 (b) 所示，通过在频域重复三次，得到采用 1/6 码率 FEC 编码、QPSK 调制的数据突发。通过这种频域扩展，可以获得频率分集，但是以降低编码速率为代价。如图 4.34 (c) 所示，通过时域扩展，可以获得时间分集。

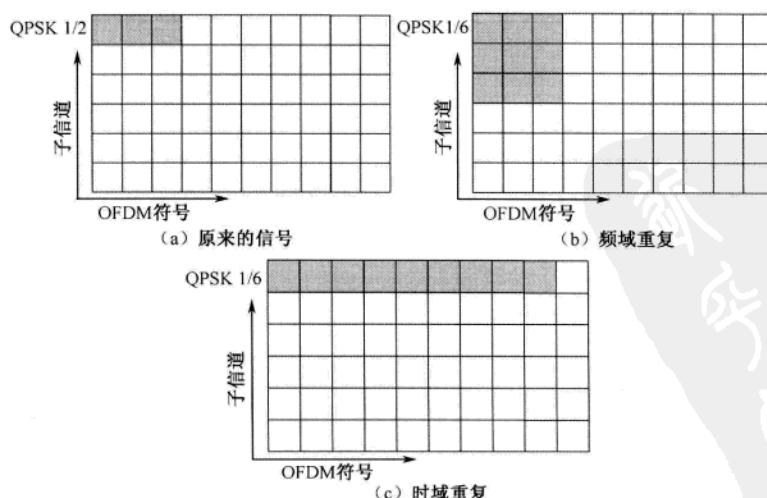


图 4.34 OFDMA 系统中的重复

4.5 双工方式

双工方式是指将通信链路分为下行链路和上行链路的机制。在蜂窝系统中主要使用两种双工方式：频分双工（FDD）和时分双工（TDD）。除 TDD 和 FDD 外，还有一些其他的变异形式，如 Zipper 和混合双工（Hybrid Division Duplexing，HDD）。Zipper 是一种实现上行和下行同时传输的数字双工技术。HDD 是一种能够在统一的帧结构中使用 FDD 和 TDD 的技术，它继承了 TDD 和 FDD 各自的优点。

FDD 使用不同的带宽（由保护带分离），同时进行下行和上行传输。尽管需要独立的下行和上行射频链路，以及具有灵活性差的缺点，但是由于能够支持移动台高速移动而被广泛应用于蜂窝系统，因为 FDD 具有时延短和小区覆盖范围大的特点。

TDD 为上行和下行分配不同的时隙（由保护时间分离），但使用相同的频带。在 TDD 中，不能同时进行上、下行传输。TDD 具有灵活性高的优点。这是因为当上、下行链路具有不同的业务负载时，可以动态控制分配给上、下行链路的时隙。此外，由于上、下行信道之间的互惠性，许多技术如 MIMO、智能天线、链路自适应和预补偿等，可以很容易地应用到 TDD 中。然而，由于在时间上区分上、下行，TDD 要求精确的时间同步。在蜂窝系统中，TDD 要求在小区间实现 Tx/Rx 定时同步，以便最大限度地减少来自相邻小区的干扰。表 4.6 总结了 FDD 和 TDD 之间的比较。

表 4.6 FDD 和 TDD 的比较

	FDD	TDD
频谱	2 个分离的带宽（保护带宽）	单一信道（保护时间）
双工方式	全双工	半双工
灵活性（DL/UL）	低	高
复杂度/成本	高（RX 滤波器等）	低
覆盖	大覆盖	小覆盖
移动性	高	低
其他	低时延	对称信道

第 5 章

OFDM 同步技术

正如在第 4 章中讨论的,为了解决频率选择性信道(或等价为多径衰落信道中的 ISI)引起的失真,OFDM 系统在正交子载波上并行传输消息数据。然而,只有正交性得到保持时,OFDM 才能够发挥其技术优势。因此,在正交性得不到充分保证的情况下,系统性能会因 ISI 和 ICI 而下降^[1]。本章将分析 OFDM 系统中符号定时偏差(STO)和载波频率偏差(Carrier Frequency Offset, CFO)的影响,然后讨论 OFDM 系统的同步技术。令 δ 和 ε 分别表示归一化的 STO 和 CFO。根据式(4.20),当存在大小为 δ 的 STO 和大小为 ε 的 CFO 时,基带接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_l[n] &= \text{IDFT}\{Y_l[k]\} = \text{IDFT}\{H_l[k]X_l[k] + Z_l[k]\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k]X_l[k] e^{j2\pi(k+\varepsilon)(n+\delta)/N} + z_l[n] \end{aligned} \quad (5.1)$$

其中, $z_l[n] = \text{IDFT}\{Z_l[k]\}$ 。

5.1 STO 的影响

在 OFDM 系统中,IFFT 和 FFT 分别是发射机调制和接收机解调的基本功能。为了在接收机进行 N 点 FFT,需要在 OFDM 符号周期内得到对发射信号的精确采样。换句话说,为了检测每一个(去 CP 后的)OFDM 符号的起始点,必须执行符号定时同步,这样有助于获得精确的采样。表 5.1 显示了具有 δ 个采样的 STO 如何在时域和频域影响接收信号,其中为了叙述简便,忽略了信道和噪声的影响。从表 5.1 中可以看出,时域上 δ 大小的 STO 会引起频域上 $2\pi k \delta / N$ 大小的相位偏差,相位偏差与子载波编号 k 和 δ 成比例。

表 5.1 STO 的影响

	接收信号	STO (δ)
时域	$y[n]$	$x[n+\delta]$
频域	$Y[k]$	$e^{j2\pi k \delta / N} X[k]$

根据对 OFDM 符号起始点估计的位置不同,STO 具有不同的影响。图 5.1 显示了四种不同情况下的定时偏差,即与精确的定时时刻相比,估计的起始点分别为准确、早一点、更早一点和稍

晚一点。此处，假设多径时延扩展为 τ_{\max} ，并且在后面的分析中，忽略信道和噪声的影响。下面参考图 5.1，讨论这四种情况下 STO 的影响。

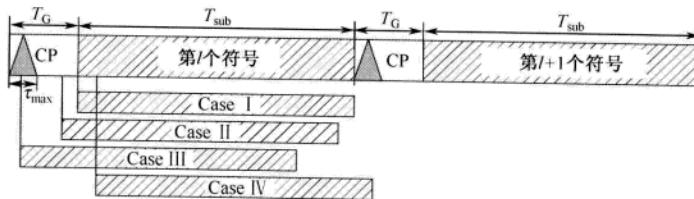


图 5.1 由四种OFDM符号的起始点引起的STO

- Case I：估计的 OFDM 符号起始点与精确的定时一致，因此能够保持子载波频率分量之间的正交性。在这种情况下，可以完美地恢复 OFDM 符号，而且没有任何干扰。
- Case II：估计的 OFDM 符号起始点在精确的定时点之前，但处在前一个 OFDM 符号信道响应的末端之后。在这种情况下，第 l 个符号与第 $l-1$ 个符号不会重叠，即不存在由前一个符号引起的 ISI。为了观察 STO 的影响，这里考虑频域接收信号。对时域接收信号的采样 $\{x_l[n+\delta]\}_{n=0}^{N-1}$ 进行 FFT，得到频域接收信号：

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_l[n+\delta] e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi(n+\delta)p/N} \right\} e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi p\delta/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N}n} \\
 &= X_l[k] e^{j2\pi k\delta/N}
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

式 (5.2) 中的第三行满足下面的等式：

$$\begin{aligned}
 \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N}n} &= e^{j2\pi(p-k)\frac{N-1}{N}} \cdot \frac{\sin[\pi(k-p)]}{\sin[\pi(k-p)/N]} \\
 &= \begin{cases} N, & k = p \\ 0, & k \neq p \end{cases}
 \end{aligned}$$

式 (5.2) 表明，可以完全保持子载波频率分量间的正交性。然而，从式 (5.2) 也可以看出，接收信号中存在相位偏差，它使信号的星座绕原点旋转，其中相位偏差与 δ 和 k 成正比。图 5.2 (a) 和图 5.2 (b) 分别显示了 Case I 和 Case II 中接收信号的星座图。正如期望的那样，在 Case II 中观察到了由 STO 造成的相位偏差现象。通过一个单抽头的频域均衡器，可以直接补偿相位偏差。

- Case III：估计的 OFDM 符号起始点早于前一个 OFDM 符号信道响应的末端，因此符号定时太早而无法避免 ISI。这种情况下，子载波之间的正交性被（来自前一个符号的）ISI 破坏，同时出现了 ICI。
- Case IV：估计的 OFDM 符号起始点滞后于精确的定时点。在这种情况下，在 FFT 间隔 T_{sub} 内，信号由当前的 OFDM 符号 $x_l[n]$ 的一部分和下一个 OFDM 符号 $x_{l+1}[n]$ 的一部分组成。更具体地，在 FFT 间隔内，接收信号可以表示为

$$y_l[n] = \begin{cases} x_l[n+\delta], & 0 \leq n \leq N-1-\delta \\ x_{l+1}[n+2\delta-N_G], & N-\delta \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (5.3)$$

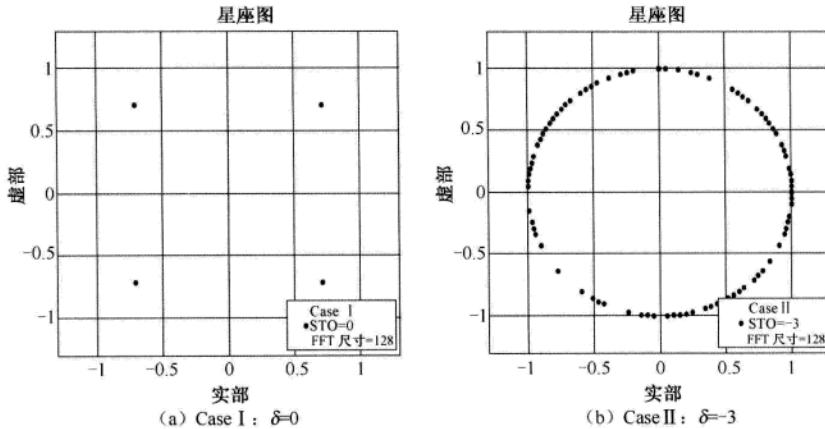


图 5.2 受STO影响的信号星座图

其中, N_G 为 GI 的长度。对复合信号 $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ 进行 FFT 变换, 得到解调信号:

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \text{FFT}\{y_l[n]\} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1-\delta} x_l[n+\delta] e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{n=N-\delta}^{N-1} x_{l+1}[n+2\delta-N_G] e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1-\delta} \left(\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi(n+\delta)p/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} \\
 &\quad + \sum_{n=N-\delta}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{l+1}[p] e^{j2\pi(n+2\delta-N_G)p/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi\delta p/N} \sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{l+1}[p] e^{j2\pi(2\delta-N_G)p/N} \sum_{n=N-\delta}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\
 &= \frac{N-\delta}{N} X_l[p] e^{j2\pi\delta p/N} + \sum_{p=0, p \neq k}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi\delta p/N} \sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\
 &\quad + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{l+1}[p] e^{j2\pi(2\delta-N_G)p/N} \sum_{n=N-\delta}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n}
 \end{aligned} \quad (5.4)$$

考虑下面的等式:

$$\sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} = e^{j\pi(p-k)\frac{N-1-\delta}{N}} \cdot \frac{\sin[(N-\delta)\pi(k-p)/N]}{\sin[\pi(k-p)/N]} = \begin{cases} N-\delta, & p=k \\ \text{非零,} & p \neq k \end{cases}$$

则式 (5.4) 中最后一行的第二项对应于 ICI, 这意味着正交性已经被破坏。此外, 从式 (5.4) 中最后一行的第三项可以清楚地看到, 接收信号中存在来自下一个 OFDM 符号 $X_{l+1}[p]$ 的 ISI。

图 5.3 (a) 和图 5.3 (b) 分别显示了 Case III 和 Case IV 的信号星座图。在 Case IV 中, 失真 (包括相位偏差) 过于严重, 以至于无法得到补偿。这说明为了防止出现这种情况下的 STO, 符号定时方案是必要的。

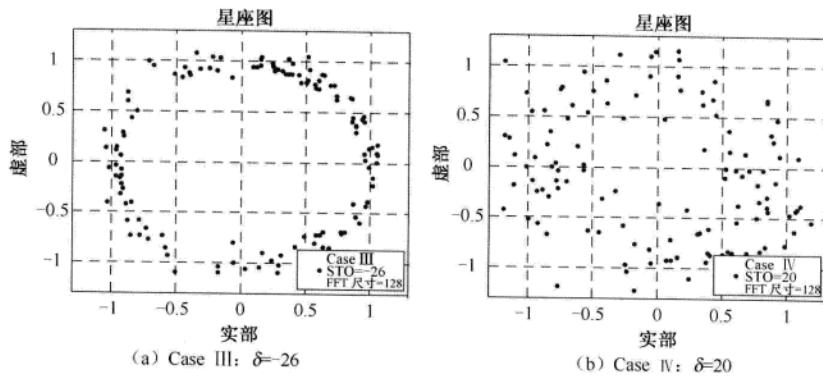


图 5.3 受STO影响的信号星座图: Case III和Case IV

5.2 CFO 的影响

通过载波调制将基带信号向上变换到通频带, 然后, 在接收机通过使用具有相同频率的本地载波将信号向下变换到基带。总的来说, 与载波信号相关的畸变有两种^[94]。一种是由发射机和接收机的载波信号发生器不稳定引起的相位噪声, 可以将其建模为一个零均值的维纳随机过程^[100~102]。另一种是由多普勒频移 f_d 所引起的 CFO。尽管我们想要在发射机和接收机产生相同频率的载波, 但是载波频率会因振荡器固有的物理特性不同而难以保持一致。令 f_c 和 f'_c 分别表示发射机和接收机的载波频率; f_{offset} 表示二者之间的差值, 即 $f_{\text{offset}} = f_c - f'_c$ 。多普勒频移 f_d 由载波频率 f_c 和移动终端的速度 v 共同决定:

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \quad (5.5)$$

其中, c 为光速。定义归一化的 CFO 为 CFO 与子载波间隔的比值:

$$\varepsilon = \frac{f_{\text{offset}}}{\Delta f} \quad (5.6)$$

令 ε_i 和 ε_f 分别表示 ε 的整数部分和小数部分, 即 $\varepsilon = \varepsilon_i + \varepsilon_f$, 其中 $\varepsilon_i = \lfloor \varepsilon \rfloor$ 。表 5.2 给出了不同商业系统中的多普勒频率和归一化 CFO, 其中 MS 的速度为 120 km/h, 载波频率不同。对于时域信号 $x[n]$, ε 大小的 CFO 会引起 $2\pi n \varepsilon$ 的大小相位偏差, 且相位偏差与 ε 和 n 成正比。这相当于在频域信号 $X[k]$ 上产生了 $-\varepsilon$ 的频差。对于发射信号 $x[n]$, 表 5.3 总结了 CFO 对接收信号 $y[n]$ 的影响。

表 5.2 多普勒频率和归一化 CFO

系统	载波频率 (f_c)	子载波间隔 (Δf)	速度 (v)	最大多普勒频率 (f_d)	归一化 CFO (ε)
DMB	375 MHz	1 kHz	120 km/h	41.67 Hz	0.042
3GPP	2 GHz	15 kHz	120 km/h	222.22 Hz	0.0148
移动 WiMAX	2.3 GHz	9.765 kHz	120 km/h	255.55 Hz	0.0263

表 5.3 CFO 对接收信号的影响

	接收信号	CFO (ε) 对接收信号的影响
时域信号	$y[n]$	$x[n]e^{j2\pi k\varepsilon/N}$
频域信号	$Y[k]$	$X[k-\varepsilon]$

图 5.4 显示了 CFO 对频域信号 $X[k]$ 的影响。大小为 ε 的 CFO 使 $X[k]$ 产生了 $-\varepsilon$ 的频差，并且导致了 ICI，这说明子载波分量受到了其他子载波分量的影响。为了观察 CFO 的影响，假设发射机和接收机之间仅存在 ε 大小的 CFO，没有任何的相位噪声^[100, 103]。由式 (5.1) 可得，时域接收信号可以表示为

$$y_l[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H[k] X_l[k] e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N} + z_l[n] \quad (5.7)$$

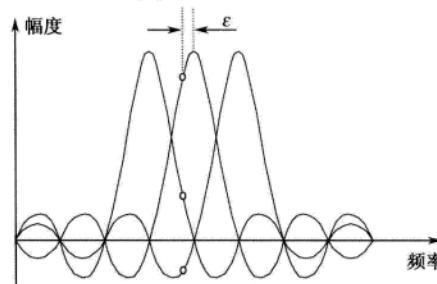


图 5.4 因CFO产生的ICI

图 5.5 (a)、图 5.5 (b) 和图 5.5 (c) 显示了不同大小的 CFO 对时域信号相位的影响，这些影响也可以由表 5.3 或式 (5.7) 预测得到。此处，假设 FFT 的大小为 $N = 32$ ，采用没有噪声影响的 QPSK 调制。在左侧的图中，实线和虚线分别表示没有 CFO 的理想情况（即 $\varepsilon = 0$ ）和存在 CFO 的情况（即 $\varepsilon \neq 0$ ）。在右侧的图中显示了它们的相位差。从这些图中可以看到，当 CFO 增大时接收信号在时域快速交替。相位差随时间的增加而线性增加，相位差的斜率随 CFO 的增大而增大。如图 5.5 (c) 所示，如果 $\varepsilon > 0.5$ ，那么在一个 OFDM 符号时间内的相位差将超过 π ，结果会引起相位模糊。相位模糊与 CFO 的估计范围有关，这将在 5.4.1 节中进行讨论。

回顾以上的分析，归一化的 CFO 可以分解成两部分：整数载波频率偏差（Integer Carrier Frequency Offset, IFO） ε_i 和小数载波频率偏差（Fractional Carrier Frequency Offset, FFO） ε_f ，即 $\varepsilon = \varepsilon_i + \varepsilon_f$ 。下面将分析每一部分如何影响频域接收信号。

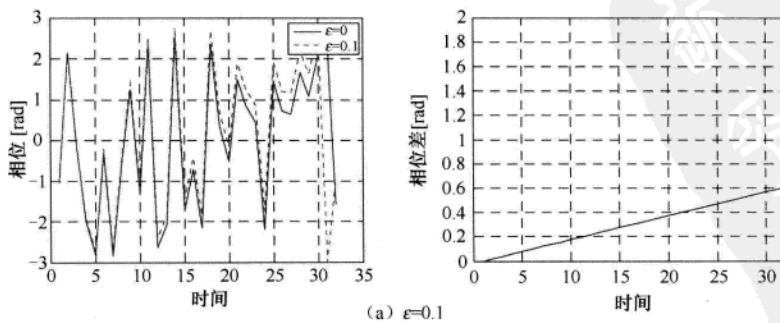


图 5.5 CFO 对时域信号的相位的影响

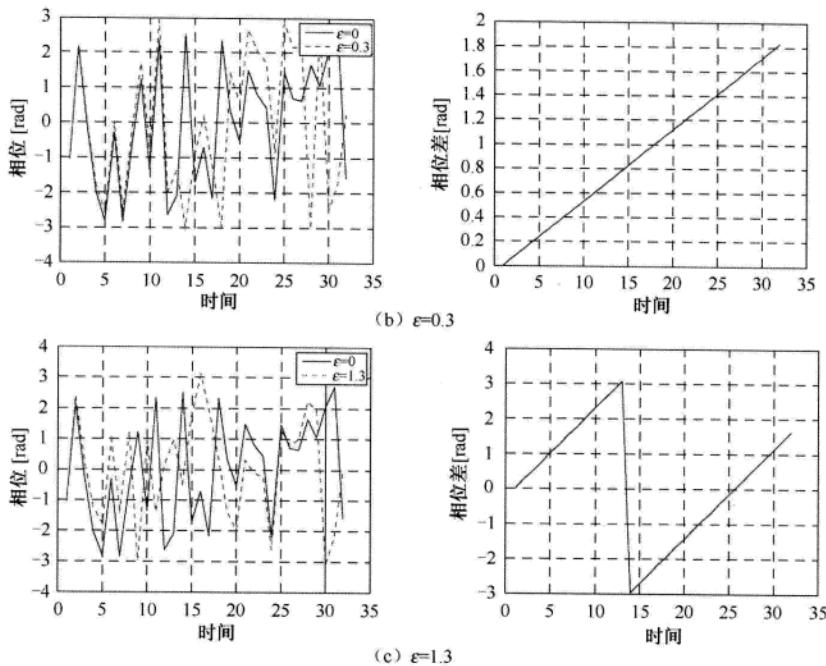


图 5.5 CFO对时域信号的影响 (续)

5.2.1 IFO 的影响

图 5.6 说明了发射采样 $\{x_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ 如何经历大小为 ε_i 的 IFO。在接收机，大小为 ε_i 的 IFO 使得接收信号为 $e^{j2\pi\varepsilon_i n/N} x[n]$ 。由于 IFO 的作用，发射信号 $X[k]$ 在接收机被循环移位 ε_i ，因此在第 k 个子载波上的接收信号为 $X[k - \varepsilon_i]$ 。除非能够补偿循环移位，否则循环移位会导致 BER 性能的显著下降。然而，子载波频率分量之间的正交性没有被破坏，因此没有出现 ICI。

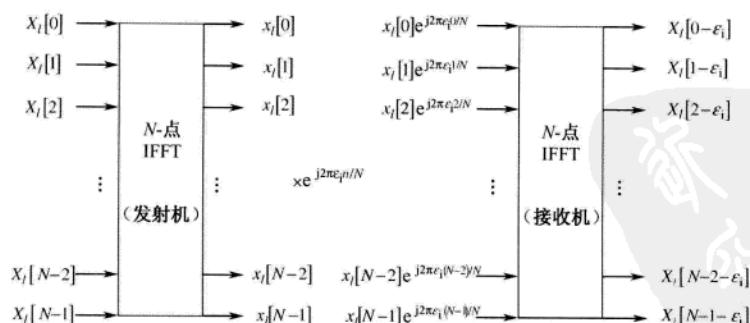


图 5.6 IFO对接收信号的影响

5.2.2 FFO 的影响

对式 (5.7) 中的 $\{y_l[n]\}$ 进行 FFT，那么存在大小为 ε_f 的 FFO 的频域接收信号可以表示为^[100]

$$\begin{aligned}
Y_I[k] &= \text{FFT}\{y_I[n]\} = \sum_{n=0}^{N-1} y_I[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H[m] X_I[m] e^{j2\pi(m+\varepsilon_f)n/N} e^{-j2\pi kn/N} + \sum_{n=0}^{N-1} z_I[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H[m] X_I[m] \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(m-k+\varepsilon_f)n/N} + Z_I[k] \\
&= \frac{1}{N} H[k] X_I[k] \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\varepsilon_f n/N} + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H[m] X_I[m] \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(m-k+\varepsilon_f)n/N} + Z_I[k] \\
&= \frac{1}{N} \frac{1-e^{j2\pi\varepsilon_f}}{1-e^{j2\pi\varepsilon_f/N}} H[k] X_I[k] + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H[m] X_I[m] \frac{1-e^{j2\pi(m-k+\varepsilon_f)}}{1-e^{j2\pi(m-k+\varepsilon_f)/N}} + Z_I[k] \\
&= \frac{1}{N} \frac{e^{j\pi\varepsilon_f} (e^{-j\pi\varepsilon_f} - e^{j\pi\varepsilon_f})}{e^{j\pi\varepsilon_f/N} (e^{-j\pi\varepsilon_f/N} - e^{j\pi\varepsilon_f/N})} H[k] X_I[k] \\
&\quad + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H[m] X_I[m] \frac{e^{j\pi(m-k+\varepsilon_f)} (e^{-j\pi(m-k+\varepsilon_f)} - e^{j\pi(m-k+\varepsilon_f)})}{e^{j\pi(m-k+\varepsilon_f)/N} (e^{-j\pi(m-k+\varepsilon_f)/N} - e^{j\pi(m-k+\varepsilon_f)/N})} + Z_I[k] \\
&= e^{j\pi\varepsilon_f(N-1)/N} \left\{ \frac{\sin(\pi\varepsilon_f)}{N \sin(\pi\varepsilon_f/N)} \right\} H_I[k] X_I[k] \\
&\quad + e^{j\pi\varepsilon_f(N-1)/N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \frac{\sin(\pi(m-k+\varepsilon_f))}{N \sin(\pi(m-k+\varepsilon_f)/N)} H[m] X_I[m] e^{j\pi(m-k)(N-1)/N} + Z_I[k] \\
&= \frac{\sin(\pi\varepsilon_f)}{N \sin(\pi\varepsilon_f/N)} e^{j\pi\varepsilon_f(N-1)/N} H_I[k] X_I[k] + I_I[k] + Z_I[k]
\end{aligned} \tag{5.8}$$

其中

$$I_I[k] = e^{j\pi\varepsilon_f(N-1)/N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \frac{\sin(\pi(m-k+\varepsilon_f))}{N \sin(\pi(m-k+\varepsilon_f)/N)} H[m] X_I[m] e^{j\pi(m-k)(N-1)/N} \tag{5.9}$$

式(5.8)中最后一行的第一项表示由FFO引起的第k个子载波频率分量的幅度失真和相位失真。同时,式(5.8)中的 $I_I[k]$ 表示其他子载波对第k个子载波的ICI。这意味着由于存在FFO,子载波之间的正交性将无法保持。图5.7显示了在不同FFO的情况下接收到的三个连续的OFDM信号,其中忽略信道、STO和噪声的影响。从图5.7中可以明显地看出,当FFO增大时,幅度和相位失真变得更加严重了,这主要归因于式(5.9)中的ICI项。

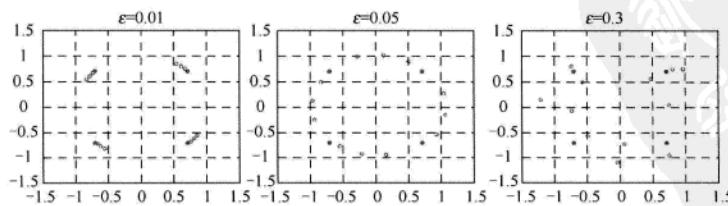


图5.7 具有大小为 ε 的CFO的接收符号的星座图

程序5.1 (“add_STO”) 和程序5.2 (“add_CFO”) 分别实现对接收信号施加STO和CFO。

MATLAB 程序：施加 STO 和 CFO

程序 5.1 “add_STO”，对接收信号施加 STO

```
function y_STO = add_STO(y,nSTO)
% 施加 STO
%     y: 接收信号
% nSTO: 对应于 STO 的采样数
if iSTO >= 0
    y_STO = [y(nSTO+1:end) zeros(1,nSTO)]; % 提前
else
    y_STO = [zeros(1,-nSTO) y(1:end+nSTO)]; % 滞后
end
```

程序 5.2 “add_CFO”，对接收信号施加 CFO

```
function y_CFO = add_CFO(y,CFO,Nfft)
% 施加 CFO
%     y: 时域接收信号
% dCFO : IFO + FFO
%     Nfft : FFT 大小
nn = 0 : length(y)-1;
y_CFO = y.*exp(j*2*pi*CFO*nn/Nfft); % 式 (5.7)
% plot(real(y_CFO),imag(y_CFO),'')
```

5.3 STO 估计技术

如 5.1 节中所述，在 OFDM 系统中 STO 不仅能引起相位失真（通过均衡器进行补偿），而且能引起 ISI（一旦发生，就无法被修正）。因此，为了保证 OFDM 系统性能，在接收机必须利用同步技术来估计 STO，以便能够准确估计出 OFDM 符号的起始点。本节将讨论如何估计 STO。总的来说，可以在时域或频域实现 STO 估计。

5.3.1 时域 STO 估计技术

考虑 CP 大小为 T_G （ N_G 个采样）、有效数据长度为 T_{sub} （ N_{sub} 个采样）的 OFDM 符号。在时域中，通过使用 CP 或训练符号可以估计 STO。下面讨论基于 CP 或训练符号的 STO 估计技术。

1. 基于 CP 的 STO 估计技术

由前面的知识可知，CP 是 OFDM 符号中一部分数据的一个副本。这就意味着 CP 和相应的数据部分是相同的，而这种相同之处可以用于对 STO 的估计。在图 5.8 中， B 和 B' 分别表示 CP 的 N_G 个采样和数据部分的 N_G 个采样。注意， B 和 B' 中的两个采样块完全相同，且两个采样块相隔 N_{sub} 个采样。如图 5.8 所示，考虑两个滑动窗 $W1$ 和 $W2$ ，其间隔距离为 N_{sub} 个采样。通过滑动 $W1$ 和 $W2$ ，可以搜索两个窗内采样之间的相似度。当 OFDM 符号的 CP 落在 $W1$ 内时，两个窗内的 N_G 个采样块之间的相似度达到最大。利用这个最值点，可以识别 STO。

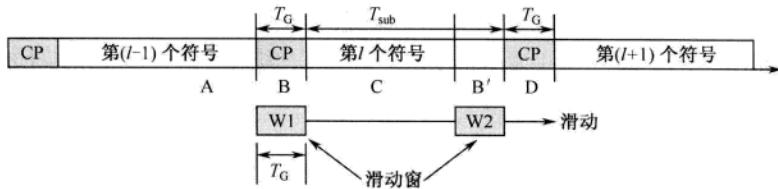


图 5.8 利用双滑动窗的STO估计技术

当 $W1$ 和 $W2$ 中两个采样块之间的差最小时, 这两个块的相似度达到最大。所以, 在两个窗内, 通过搜索使 (由 N_G 个采样构成的) 两个块之差取最小值所在的点, 就能够估计出 STO^[104]:

$$\hat{\delta} = \arg \min_{\delta} \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} |y_l[n+i] - y_l[n+N+i]| \right\} \quad (5.10)$$

尽管这种技术简单, 但是当接收系统中存在 CFO 时, 其性能会下降。为了处理 CFO, 通过最小化 $W1$ 中采样块和 $W2$ 中采样块之差的平方来估计 STO^[105]:

$$\hat{\delta} = \arg \min_{\delta} \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} (|y_l[n+i]| - |y_l^*[n+N+i]|)^2 \right\} \quad (5.11)$$

利用 $W1$ 和 $W2$ 中两个采样块之间的相关性, 也可以估计 STO, 即

$$\hat{\delta} = \arg \max_{\delta} \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} |y_l[n+i] y_l^*[n+N+i]| \right\} \quad (5.12)$$

式 (5.12) 相当于最大化 $W1$ 中采样块和 $W2$ 中采样块之间的相关性。然而, 当接收信号中存在 CFO 时, 式 (5.12) 的性能会下降。为了处理接收信号中的 CFO, 利用 ML 技术, 通过最大化对数似然函数来估计 STO:

$$\hat{\delta}_{\text{ML}} = \arg \max_{\delta} \left[\sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} 2(1-\rho) \operatorname{Re} \{ y_l[n+i] y_l^*[n+N+i] \} - \rho \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} |y_l[n+i] - y_l[n+N+i]| \right] \quad (5.13)$$

其中, $\rho = \text{SNR}/(\text{SNR}+1)$ ^[106]。文献[107]提出了可以同时估计 STO 和 CFO 的 ML 技术, STO 被估计为

$$\hat{\delta}_{\text{ML}} = \arg \max_{\delta} \{ |\gamma[\delta]| - \rho \Phi[\delta] \} \quad (5.14)$$

其中

$$\begin{aligned} \gamma[m] &= \sum_{n=m}^{m+L-1} |y_l[n] y_l^*[n+N]| \\ \Phi[m] &= \frac{1}{2} \sum_{n=m}^{m+L-1} \{ |y_l[n]|^2 + |y_l[n+N]|^2 \} \end{aligned} \quad (5.15)$$

其中, L 表示在窗口内取平均的实际采样数。即使存在 CFO, 如果对相关函数 $\gamma[m]$ 取绝对值, 式 (5.14) 中的 STO 估计也是鲁棒的。

2. 基于训练符号的 STO 估计技术

通过发射训练符号, 可以在接收机实现符号同步。与基于 CP 的方法相比, 基于训练符号的方法存在因传输训练符号而带来的负荷问题, 但是这种方法不受多径信道的影响。在估计的过程中, 可以使用两个相同的 OFDM 训练符号, 也可以使用具有 (不同重复周期) 重复结构的单个 OFDM 训练符号。图 5.9 和图 5.10 说明了具有重复结构的单个 OFDM 符号的例子, 其中重复

周期分别为 $T_{\text{sub}}/2$ 和 $T_{\text{sub}}/4$ 。通过在子载波之间插入零，在时域可以产生不同的重复样式。一旦发射机在 OFDM 符号中的两个块上发送重复的训练信号，接收机通过最大化两个滑动窗内采样块之间的相似性，就可以找到 STO。通过计算重复的训练信号的自相关函数，得到两个采样块之间的相似性。

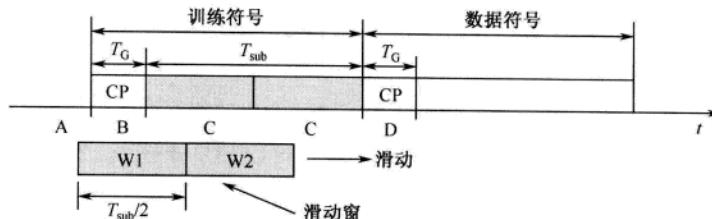


图 5.9 基于重复训练符号的 STO 估计 (周期= $T_{\text{sub}}/2$)

在图 5.9 中，重复周期为 $T_{\text{sub}}/2$ ，接收信号的 A、B 和 D 部分与接收信号的 C 部分不相同。由此，可以构成两个滑动窗 (W1 和 W2) 来估计 STO。与基于 CP 的 STO 估计技术一样，基于训练序列的 STO 估计有两种。一种是通过最小化 W1 和 W2 中两个接收采样块之差的平方得到，即

$$\hat{\delta} = \arg \min_{\delta} \left\{ \sum_{i=\delta}^{\frac{N}{2}-1+\delta} \left| y_l[n+i] - y_l^* \left[n + \frac{N}{2} + i \right] \right|^2 \right\}. \quad (5.16)$$

另一种是通过最大化似然函数得到^[109]，即

$$\hat{\delta} = \arg \max_{\delta} \left\{ \frac{\left| \sum_{i=\delta}^{\frac{N}{2}-1+\delta} y_l[n+i] y_l^* \left[n + \frac{N}{2} + i \right] \right|^2}{\left| \sum_{i=\delta}^{\frac{N}{2}-1+\delta} y_l \left[n + \frac{N}{2} + i \right] \right|^2} \right\} \quad (5.17)$$

由于多径信道的影响，最小的差值平方或最大的相关性可能出现在 C 区间内。为了避免出现这种错误的 STO 估计，可以设置一个阈值。例如，可以通过寻找第一个低谷（尽管不是最小的）来定位 STO，其中对应该低谷的差值的平方低于给定的阈值；或者，通过寻找第一个峰（尽管不是最大的）来定位 STO，其中对应该峰值的相关性高于给定的阈值。式 (5.16) 和式 (5.17) 中的技术具有估计 STO 时不受 CFO 影响的优势。然而，由于滑动窗的长度为 $N/2$ ，在 CP 的长度（对应于 B 区间）内，对差值或相关性的估计将是平缓的，这不利于定位 STO。在 CP 长度内通过下式求平均，不能解决由平缓区域带来的 STO 定位困难^[103]：

$$\hat{\delta} = \arg \max_{\delta} \left(\frac{1}{N_G + 1} \sum_{m=-N_G+i}^i s_l[n+m] \right) \quad (5.18)$$

其中

$$s_l[n] = \frac{\left| \sum_{i=\delta}^{N/2-1+\delta} y_l[n+i] y_l^* \left[n + \frac{N}{2} + i \right] \right|^2}{\left(\frac{1}{2} \left| \sum_{i=\delta}^{N/2-1+\delta} y_l[n+i] \right|^2 \right)^2} \quad (5.19)$$

如图 5.10 所示, 通过改变训练符号重复样式的周期, 能够改善 STO 估计的精确度。在这个例子中, 训练符号重复了四次, 并且在第三和第四周期中对训练符号取反^[103]。通过下式可以进一步提高式 (5.17) 中 STO 的估计精度:

$$\hat{\delta} = \arg \max_{\delta} \frac{\sum_{i=\delta}^{N/4-1+\delta} y_l \left[n+i+\frac{N}{2}m \right] y_l^* \left[n+i+\frac{N}{4}+\frac{N}{2}m \right]^2}{\left(\sum_{m=0}^1 \sum_{i=\delta}^{N/4-1+\delta} \left| y_l \left[n+i+\frac{N}{4}+\frac{N}{2}m \right] \right|^2 \right)^2} \quad (5.20)$$

因为接收机已知训练符号, 所以另一种技术是利用训练符号和接收信号之间的互相关性来估计 STO。此时, 在图 5.9 中没必要使用两个滑动窗, 仅一个周期为 $T_{\text{sub}}/2$ 的滑动窗就足够了。当 CFO 存在时, 这种估计方法的性能会下降。然而, 当 CFO 影响不大时, 与利用自相关特性的方法相比, 这种方法通常能够提供更高的精确度。

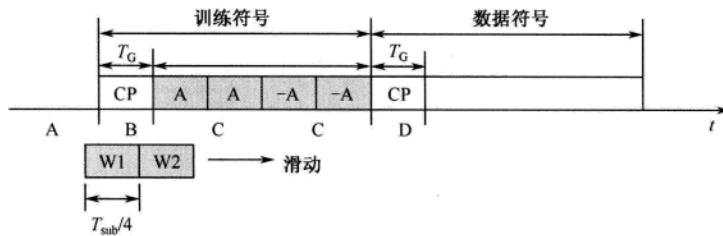


图 5.10 基于重复训练符号的STO估计 (周期= $T_{\text{sub}}/4$)

运行程序 5.3 (“STO_estimation.m”) 可以得到图 5.11。程序 5.3 调用了程序 5.4 (“STO_by_correlation”) 和程序 5.5 (“STO_by_difference”)。在程序 5.4 中, 利用式 (5.12) 中基于相关性最大的技术; 在程序 5.5 中, 利用式 (5.11) 中基于差值最小的技术。图 5.11 显示了基于 CP 的 STO 估计的性能, 其中实线表示基于相关性最大的方法, 虚线表示基于差值最小的方法。由图 5.11 可以看出, STO 处在使 CP 采样块和数据部分采样块差值最小的点上, 或者处在使它们之间的相关性最大的点上。

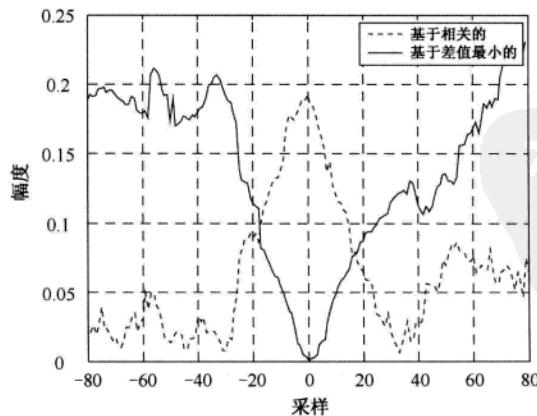


图 5.11 基于CP的STO估计的性能: 基于相关性最大和基于差值最小

MATLAB 程序：STO 估计

程序 5.3 “STO_estimation.m”，基于 CP 的 STO 估计

```
% STO_estimation.m
clear, clf
nSTOs = [-3 -3 2 2]; % 对应 STO 的采样数
CFOs = [0 0.5 0 0.5]; % CFO 向量
SNRdB = 40; % SNR
MaxIter = 10; % 迭代次数
Nfft = 128; % FFT 大小
Ng = Nfft/4; % GI (CP) 长度
Nofdm = Nfft+Ng; % OFDM 符号长度
NbPs = 2;
M = 2^NbPs; % 每一 OFDM 符号的比特数
mod_object = modem.qammod('M',M, 'SymbolOrder','gray');
Es = 1; % 信号能量
A = sqrt(3/2/(M-1)*Es); % QAM 归一化因子
N = Nfft;
com_delay = Nofdm/2;
Nsym = 100;
rand('seed',1); randn('seed',1);
for i = 1 : length(nSTOs)
    nSTO = nSTOs(i);
    CFO = CFOs(i);
    x = []; % 初始化 OFDM 信号块
    for m = 1 : Nsym % 发射 OFDM 信号
        msgint = randint(1, N, M);
        Xf = A*modulate(mod_object,msgint);
        xt = ifft(Xf,Nfft); % IFFT
        x_sym = [xt(end-Ng+1:end) xt]; % 加 CP
        x = [x x_sym];
    end
    y = x; % 没有信道影响
    y_CFO = add_CFO(y,CFO,Nfft); % 加 CFO
    y_CFO_STO = add_STO(y_CFO,-nSTO); % 加 STO
    Mag_cor = 0;
    Mag_dif = 0;
    for iter = 1 : MaxIter
        y_aw = awgn(y_CFO_STO,SNRdB,'measured'); % AWGN
        % 获取符号定时
        [STO_cor,mag_cor] = STO_by_correlation(y_aw,Nfft,Ng,com_delay);
        [STO_dif,mag_dif] = STO_by_difference(y_aw,Nfft,Ng,com_delay);
        Mag_cor = Mag_cor+mag_cor;
        Mag_dif = Mag_dif+mag_dif;
    end
end
```

```

[Mag_cor_max,ind_max] = max(Mag_cor);
nc = ind_max-1-com_delay;
[Mag_dif_min,ind_min] = min(Mag_dif);
nd = ind_min-1-com_delay;
nn = -Nofdm/2+[0:length(Mag_cor)-1];
subplot(220+i)
plot(nn, Mag_cor, 'b.', nn, Mag_dif, 'r'), hold on
str1 = sprintf('Cor(b-)/Dif(r-) for nSTO=%d, CFO=%1.2f, nSTO, CFO');
title(str1)
xlabel('Sample'), ylabel('Magnitude')
stem(nc, Mag_cor(nc+com_delay+1), 'b') % 由相关函数估计 STO
stem(nd, Mag_dif(nd+com_delay+1), 'r') % 由差值估计 STO
stem(nSTO, Mag_dif(nSTO+com_delay+1), 'k.') % 真实的 STO
end

```

程序 5.4 “STO_by_correlation”，利用相关性的基于 CP 的 STO 估计

```

function [STO_est, Mag] = STO_by_correlation(y, Nfft, Ng, com_delay)
% 通过最大化 CP 和 OFDM 符号后部的相关函数，得到 STO 的估计
% 输入：
%       y          : 包括 CP 的 OFDM 接收信号
%       Ng         : GI/CP 内的采样数
%       com_delay : 公共时延
% 输出：
%       STO_est   : STO 估计
%       Mag       : 相关函数的时变轨迹
N_ofdm = Nfft+Ng; % OFDM 符号长度
if nargin < 4
    com_delay = N_ofdm/2;
end
nn = 0 : Ng-1;
yy = y(nn+com_delay)*y(nn+com_delay+Nfft); % 相关函数
maximum = abs(yy);
for n = 1 : N_ofdm
    n1 = n-1;
    yy1 = y(n1+com_delay)*y(n1+com_delay+Nfft)';
    yy2 = y(n1+com_delay+Ng)*y(n1+com_delay+Ng+Nfft)';
    yy = yy-yy1+yy2; Mag(n)=abs(yy); % 式 (5.13)
    if (Mag(n) > maximum)
        maximum = Mag(n);
        STO_est = N_ofdm-com_delay-n1;
    end
end

```

程序 5.5 “STO_by_difference”，利用差值的基于 CP 的 STO 估计

```

function [STO_est, Mag] = STO_by_difference(y, Nfft, Ng, com_delay)
% 通过最小化 CP 和 OFDM 符号后部的差值，实现 STO 的估计
% 输入：

```

```

%           y      : 包括 CP 的 OFDM 接收信号
%           Ng     : CP/GI 内的采样数
%           com_delay : 公共时延
% 输出:
%           STO_est : STO 估计
%           Mag    : 相关函数的时变轨迹
N_ofdm = Nfft+Ng;
minimum = 100;
STO_est = 0;
if nargin < 4
    com_delay = N_ofdm/2;
end
for n = 1 : N_ofdm
    nn = n+com_delay+[0:Ng-1];
    tmp0 = abs(y(nn))-abs(y(nn+Nfft));
    Mag(n) = tmp0*tmp0'; % 由式 (5.11) 给出的差值的平方
    if Mag(n) < minimum
        minimum = Mag(n);
        STO_est = N_ofdm-com_delay -(n-1);
    end
end

```

5.3.2 频域 STO 估计技术

如式 (5.2) 表明的那样, 接收信号会因 STO 而产生相位旋转。相位旋转与子载波的频率成比例, 所以可以用频域接收信号中相邻子载波的相位差来估计 STO。例如, 如果对所有 k , 都有 $X_k[k] = X_k[k-1]$, $H[k] = H[k-1] = 1$, 那么 $Y_l[k]Y_l^*[k-1] \approx |X_l[k]|^2 e^{j2\pi\delta/N}$, 因此可以估计 STO:

$$\hat{\delta} = \frac{N}{2\pi} \arg \left(\sum_{k=1}^{N-1} Y_l[k]Y_l^*[k-1] \right) \quad (5.21)$$

如图 5.12 所示为一种利用相位旋转的影响进行 STO 估计的技术^[110]。更具体地, 将训练符号的共轭 $X_l^*[k]$ 和存在 STO 的接收符号相乘, 得到 (延迟的) 信道脉冲响应, 然后从中估计出 STO:

$$\hat{\delta} = \arg \max_n (y_l^X[n])$$

其中

$$\begin{aligned}
 y_l^X[n] &= \text{IFFT} \left\{ Y_l[k] e^{j2\pi n k / N} X_l^*[k] \right\} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_l[k] e^{j2\pi \delta k / N} X_l^*[k] e^{j2\pi \delta k / N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] X_l[k] X_l^*[k] e^{j2\pi(\delta+n)k / N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] e^{j2\pi(\delta+n)k / N} \\
 &= h_l[n + \delta]
 \end{aligned} \quad (5.22)$$

在式 (5.22) 中, 假设训练符号 $X[k]$ 的功率等于 1, 即 $X[k]X_l^*[k] = |X[k]|^2 = 1$ 。

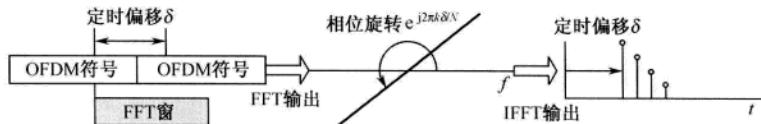


图 5.12 利用信道脉冲响应的STO估计

图 5.13 给出了利用信道脉冲响应进行 STO 估计的两个例子，其中一个 $\delta = 0$ [采样]，另一个 $\delta = 10$ [采样]。第一个信道脉冲响应从第 0 个采样开始，用实线表示。第二个信道脉冲响应从第 10 个采样开始，用虚线表示。可以通过这种方法对 STO 进行正确的估计。频域 STO 估计技术通常会得到相当精确的估计值，所以能够用于精符号同步中。

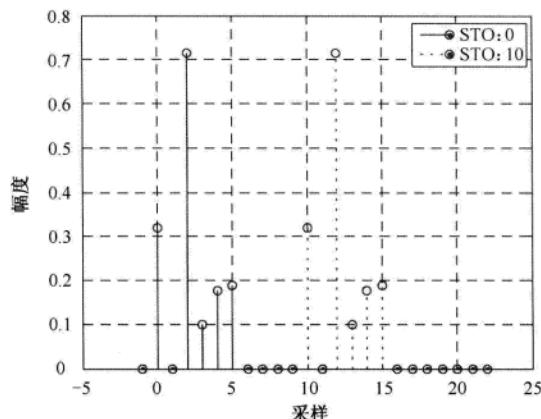


图 5.13 利用信道冲激响应的STO估计实例

当 STO 较小时，即 STO 小于采样间隔，根据不同的检测方案（相干和非相干）可以对 STO 进行不同的补偿。在利用导频符号进行相干检测的情况下，信道估计包括两方面的内容：对信道本身的估计和由 STO 引起的相位旋转的估计。只要 STO 很小，用于补偿信道影响的频域均衡器就能吸收 STO 的影响，所以不需要单独的符号同步器。然而，在非相干检测的情况下，可以利用接收信号子载波间的相位差检测发射符号。因为 STO 会导致相位旋转，且相位旋转与子载波的频率成正比，所以在符号检测前应该通过符号同步器消除 STO 的影响。

5.4 CFO 估计技术

与 STO 估计一样，可以在时域或频域估计 CFO。

5.4.1 时域 CFO 估计技术

通常利用 CP 或者训练符号进行时域 CFO 估计。

1. 基于 CP 的 CFO 估计技术

当符号同步完美时，大小为 ε 的 CFO 会引起接收信号 $2\pi n\varepsilon/N$ 大小的相位旋转（表 5.3）。因此，在假设信道影响可以忽略不计的情况下，CFO 会引起 CP 和相应的 OFDM 符号后部（相隔 N

个采样点) 之间存在大小为 $2\pi N\varepsilon/N = 2\pi\varepsilon$ 的相位差。然后, 可以根据二者相乘之后的相角找出 CFO, 如 $\hat{\varepsilon} = (1/2\pi)\arg\{y_l^*[n]y_l[n+N]\}$, $n = -1, -2, \dots, -N_G$, 其中 $\arg(z)$ 表示 z 幅角主值。为了减小噪声的影响, 可以对一个 CP 间隔内的采样取平均:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=-N_G}^{-1} y_l^*[n]y_l[n+N] \right\} \quad (5.23)$$

由于用 $\tan^{-1} 0$ 来实现 $\arg()$, 所以式 (5.23) 中 CFO 估计的范围是 $[-\pi, +\pi)/2\pi = [-0.5, +0.5]$, 从而 $|\hat{\varepsilon}| < 0.5$, 因此这种技术不能用于估计整数 CFO。

只有频率偏差为零时, $y_l^*[n]y_l[n+N]$ 才为实数。这说明只要存在 CFO, $y_l^*[n]y_l[n+N]$ 就会变成虚数。事实上, $y_l^*[n]y_l[n+N]$ 的虚部可以用于 CFO 的估计^[111]。在这种情况下, 定义估计误差为

$$e_\varepsilon = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \text{Im}\{y_l^*[n]y_l[n+N]\} \quad (5.24)$$

其中, L 表示求平均的采样数。可以将式 (5.24) 中误差函数的期望近似为

$$E\{e_\varepsilon\} = \frac{\sigma_d^2}{N} \sin\left(\frac{2\pi\varepsilon}{N}\right) \sum_{k=1}^L |H_k|^2 \approx K\varepsilon \quad (5.25)$$

其中, σ_d^2 为发射信号的功率, H_k 为第 k 个信道的频率响应, K 为式中包括发射功率和信道功率在内的部分。如图 5.14 所示为式 (5.25) 中的误差函数曲线, 它是一条过原点的 S 形曲线, 在同步中将用到该函数。利用式 (5.25) 中的 \sin 函数控制压控振荡器 (VCO), 可以维持频率同步。与式 (5.23) 一样, 这种方法能够估计出的 CFO 范围也是 $|\hat{\varepsilon}| < 0.5$ 。

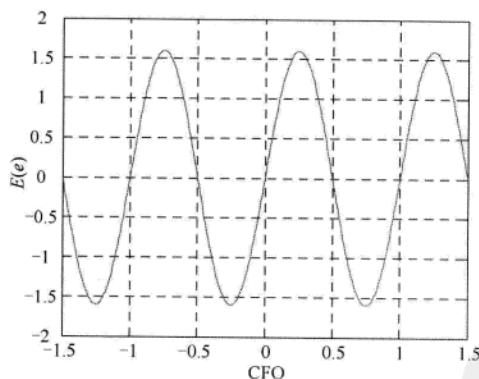


图 5.14 式 (5.25) 中的误差函数曲线

2. 基于训练符号的 CFO 估计技术

由前面的内容已知基于 CP 的估计技术只能估计出 $|\hat{\varepsilon}| < 0.5$ 范围内的 CFO。由于在同步的初始阶段 CFO 会很大, 所以需要能够对更大范围的 CFO 进行估计的技术。缩小用于相关性计算所需的采样块之间的距离, 能够增大 CFO 的估计范围。将训练符号在更短时间内进行重复可以实现这一目的。令 D 为 OFDM 符号长度与重复样式长度之比, 它是一个整数。发射机在时域以重复样式 D 发射训练符号, 可以通过对频域梳状信号取 IFFT 得到该训练符号, 频域的梳状信号为

$$X_l[k] = \begin{cases} A_m, & k = D \cdot i, i = 0, 1, \dots, (N/D-1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5.26)$$

其中, A_m 表示 M 进制的符号, N/D 为一个整数。当 $x_l[n]$ 和 $x_l[n+N/D]$ 相同时 (即 $y_l^*[n]y_l[n+N/D] = |y_l[n]|^2 e^{j\pi\varepsilon}$), 接收机能够估计的 CFO 为^[108, 109]:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N/D-1} y_l^*[n] y_l[n+N/D] \right\} \quad (5.27)$$

这种技术能够估计出的 CFO 范围是 $|\varepsilon| \leq D/2$, 并且估计范围随着 D 的增大而增大。注意, 用于相关性计算的采样数减少到了原来的 $1/D$, 这将导致 MSE 性能下降。换句话说, 以牺牲 MSE 性能为代价来换取估计范围的增大。图 5.15 给出了 $D=1$ 和 $D=4$ 的情况下, CFO 估计范围与 MSE 性能的关系曲线。由图 5.15 可以清楚地看出, CFO 估计范围和 MSE 性能之间存在一定的折中关系。当 CFO 估计范围增大时, MSE 性能变差。对具有更短周期重复样式的估计值取平均:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{m=0}^{D-2} \sum_{n=0}^{N/D-1} y_l^*[n+mN/D] y_l[n+(m+1)N/D] \right\} \quad (5.28)$$

通过式 (5.28), 在不缩小 CFO 估计范围的情况下, 能够提升 MSE 性能。

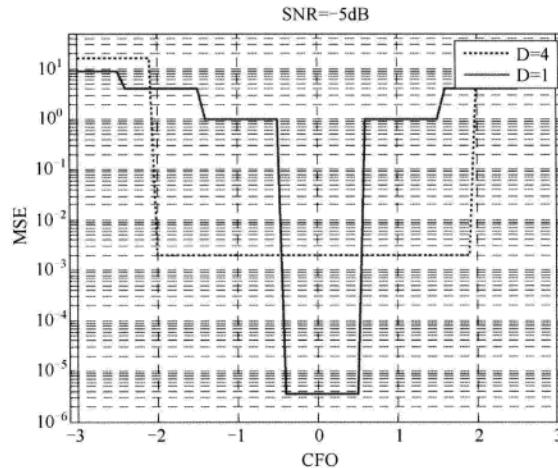


图 5.15 CFO 估计范围和 MSE 性能的关系

5.4.2 频域 CFO 估计技术

如果连续发射两个相同的训练符号, 那么在 CFO 大小为 ε 的情况下, 相应的两个接收信号之间的关系为

$$y_2[n] = y_1[n] e^{j2\pi N_c/N} \leftrightarrow Y_2[k] = Y_1[k] e^{j2\pi\varepsilon} \quad (5.29)$$

利用式 (5.29) 中的关系, 可以估计出 CFO 为

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arctan \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \text{Im} [Y_1^*[k] Y_2[k]] / \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re} [Y_1^*[k] Y_2[k]] \right\} \quad (5.30)$$

这就是由 Moose 提出的著名方法^[112]。尽管通过式 (5.30) 估计出的 CFO 范围为 $|\varepsilon| \leq \pi/2\pi = 1/2$, 但是通过使用具有 D 个重复样式的训练符号, CFO 的估计范围可增加 D 倍。由式 (5.26) 可以生

成所需的时域信号的重复样式。在这种情况下, 对非零子载波应用式 (5.30), 然后在非零子载波上取平均。正如 5.4.1 节描述的, 如果在频域取平均的非零采样数减少了, 那么 MSE 性能将会恶化。为了计算式 (5.30), 这种估计技术需要一个特定的周期 (通常被称为前导周期) 来提供连续的训练符号。换句话说, 在这种估计技术中, 前导周期只应用于发射训练序列, 不能传输数据符号。

还可以考虑另一种技术, 这种技术允许在估计 CFO 的同时传输数据符号。正如 Classen 提出的^[113], 在频域插入导频, 并且在每个 OFDM 符号中发射, 这样可以跟踪 CFO。图 5.16 显示了使用导频进行 CFO 估计的结构图。

首先, 在同步之后将两个 OFDM 符号 $y_l[n]$ 和 $y_{l+D}[n]$ 保存在存储器中。然后, 通过 FFT 将时域信号变换成频域信号 $\{Y_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ 和 $\{Y_{l+D}[k]\}_{k=0}^{N-1}$, 用于提取导频。最后, 由频域导频估计出 CFO, 通过估计出的 CFO 在时域对接收信号进行补偿。在这个过程中, 实施两种不同的 CFO 估计模式: 捕获模式和跟踪模式。在捕获模式中, 估计包括 IFO 在内的大范围 CFO。在跟踪模式中, 只进行细 CFO 估计。IFO 估计为

$$\hat{\varepsilon}_{\text{acq}} = \frac{1}{2\pi \cdot T_{\text{sub}}} \max_{\varepsilon} \left\{ \sum_{j=0}^{L-1} Y_{l+D}[p[j], \varepsilon] Y_l^*[p[j], \varepsilon] X_{l+D}^*[p[j]] X_l[p[j]] \right\} \quad (5.31)$$

其中, L 、 $p[j]$ 和 $X_l[p[j]]$ 分别表示导频数、第 j 个导频的位置和第 l 个符号周期中位于 $p[j]$ 处的导频。同时, 细 CFO 估计为

$$\hat{\varepsilon}_f = \frac{1}{2\pi \cdot T_{\text{sub}} \cdot D} \arg \left\{ \sum_{j=1}^{L-1} Y_{l+D}[p[j], \hat{\varepsilon}_{\text{acq}}] Y_l^*[p[j], \hat{\varepsilon}_{\text{acq}}] X_{l+D}^*[p[j]] X_l[p[j]] \right\} \quad (5.32)$$

在捕获模式中, 估计 $\hat{\varepsilon}_{\text{acq}}$ 和 $\hat{\varepsilon}_f$, 然后通过它们的总和补偿 CFO。在跟踪模式中, 只估计 $\hat{\varepsilon}_f$, 然后通过它补偿 CFO。

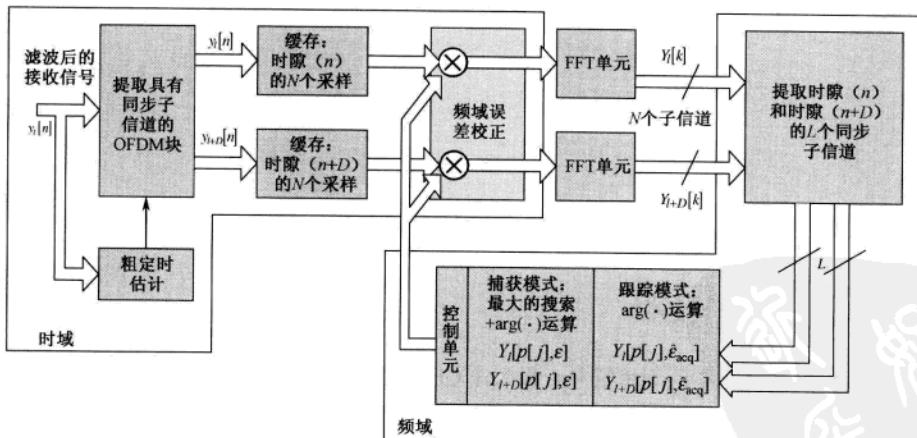


图 5.16 利用导频信号的 CFO 同步方案

程序 5.6 (“CFO_estimation.m”) 通过三种不同的技术实现 CFO 估计; 一种是利用式 (5.28) 或者调用程序 5.7 (“CFO_CP”), 而程序 5.7 中利用了 CP 与相应的 OFDM 符号后部之间的相位差; 一种是使用式 (5.30) 或者调用程序 5.8 (“CFO_Moose”), 而程序 5.8 利用了两个重复前导之间的相位差; 最后一种是利用式 (5.31) 或者调用程序 5.9 (“CFO_Classen”), 而程序 5.9 利用了在两个连续的 OFDM 符号中导频信号之间的相位差。运行程序 5.6 可以得到图 5.17。由图 5.17

可以观察到，随着接收信号的 SNR 增大，CFO 估计的 MSE 减小。估计技术的性能取决于用于 CFO 估计的 CP 中的采样数、前导数和导频数。

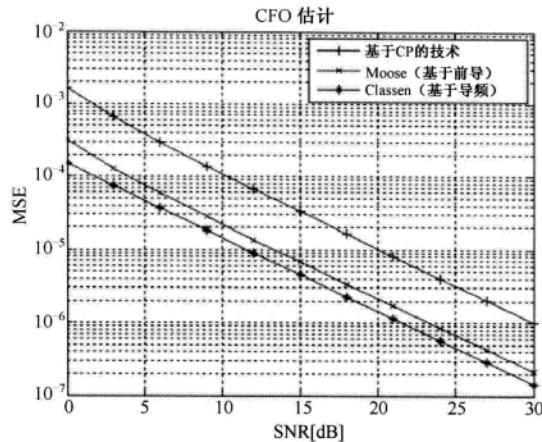


图 5.17 CFO 估计技术的 MSE

MATLAB 程序：CFO 估计

程序 5.6 “CFO_estimation.m”，时域/频域 CFO 估计技术

```
% CFO_estimation.m
% 时域基于 CP 的方法和频域的 Moose/Classen 方法
clear, clf
CFO = 0.15;
Nfft = 128;    % FFT 大小
Nbps = 2;
M = 2^Nbps;    % 每一调制符号的比特数
h = modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','gray');
Es = 1;    % 信号能量
A = sqrt(3/2/(M-1)*Es);    % QAM 归一化因子
N = Nfft;
Ng = Nfft/4;
Nofdm = Nfft+Ng;
Nsym = 3;
x = [];    % 发射信号
for m = 1 : Nsym
    msgint = randint(1,N,M);
    if i <= 2    % 加导频
        Xp = add_pilot(zeros(1,Nfft),Nfft,4);
        Xf = Xp;
    else
        Xf = A*modulate(h,msgint);
    end
    xt = ifft(Xf,Nfft);    % IFFT
```

```

x_sym = add_CP(xt,Ng);    % 加 CP
x = [x x_sym];
end
y = x;    % 没有信道影响
sig_pow = y*y'/length(y);    % 计算信号功率
SNRdBs = 0:3:30;
MaxIter = 100;
for i = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i);
    MSE_CFO_CP = 0;
    MSE_CFO_Moose = 0;
    MSE_CFO_Classen = 0;
    rand('seed',1); randn('seed',1);    % 初始化生成随机数的种子
    y_CFO = add_CFO(y,CFO,Nfft);    % 加 CFO
    for iter = 1 : MaxIter
        y_aw = awgn(y_CFO,SNRdB,'measured');    % 加 AWGN
        Est_CFO_CP = CFO_CP(y_aw,Nfft,Ng);    % 时域基于 CP 的 CFO 估计
        MSE_CFO_CP = MSE_CFO_CP + (Est_CFO_CP-CFO)^2;
        Est_CFO_Moose = CFO_Moose(y_aw,Nfft);    % Moose
        MSE_CFO_Moose = MSE_CFO_Moose + (Est_CFO_Moose-CFO)^2;
        Est_CFO_Classen = CFO_Classen(y_aw,Nfft,Ng,Xp);    % Classen
        MSE_CFO_Classen = MSE_CFO_Classen + (Est_CFO_Classen-CFO)^2;
    end
    MSE_CP(i) = MSE_CFO_CP/MaxIter;
    MSE_Moose(i) = MSE_CFO_Moose/MaxIter;
    MSE_Classen(i) = MSE_CFO_Classen/MaxIter;
end
semilogy(SNRdBs, MSE_CP,'-')
grid on, hold on
semilogy(SNRdBs, MSE_Moose,'-x')
semilogy(SNRdBs, MSE_Classen,'-*')
xlabel('SNR[dB]'), ylabel('MSE')
title('CFO Estimation')
legend('CP-based technique','Moose (Preamble-based)','Classen (Pilot-based)')

```

程序 5.7 “CFO_CP”，基于 CP 的时域 CFO 估计技术

```

function CFO_est = CFO_CP(y,Nfft,Ng)
% 基于 CP 的时域 CFO 估计
nn = 1 : Ng;
CFO_est = angle(y(nn+Nfft)*y(nn))/(2*pi);    % 式 (5.27)

```

程序 5.8 “CFO_Moose”，基于前导的频域 CFO 估计技术

```

function CFO_est = CFO_Moose(y,Nfft)
% 利用 Moose 方法的频域 CFO 估计
for i = 0:1
    Y(i+1,:) = fft(y(Nfft*i+1:Nfft*(i+1)),Nfft);

```

```

end
CFO_est = angle(Y(2,:)*Y(1,:)'/(2*pi); % 式 (5.30)

```

程序 5.9 “CFO_Classen”，基于导频的频域 CFO 估计技术

```

function CFO_est = CFO_Classen(yp,Nfft,Ng,Nps)
% 利用 Classen 方法的频域 CFO 估计
if length(Nps) == 1
    Xp = add_pilot(zeros(1,Nfft),Nfft,Nps); % 导频信号
else
    Xp = Nps; % 如果 Nps 是一个矩阵，那么 Xp 是导频序列
end
Nofdm = Nfft+Ng;
kk=find(Xp~=0);
Xp = Xp(kk); % 提取导频
for i = 1:
    yp_without_CP = remove_CP(yp(1+Nofdm*(i-1):Nofdm*i),Ng);
    Yp(i,:) = fft(yp_without_CP,Nfft);
end
CFO_est = angle(Yp(2,kk).*Xp*(Yp(1,kk).*Xp))/(2*pi)*Nfft/Nofdm; % 式 (5.31)
CFO_est = CFO_est*Nfft/Nofdm; % 式 (5.31)

```

程序 5.10 “add_pilot”，生成和插入导频序列

```

function xp = add_pilot(x,Nfft,Nps)
% CAZAC (恒定幅度零自相关) 序列 --> 导频
% Nps: 导频间隔
if nargin < 3, Nps=4; end
Np = Nfft/Nps; % 导频数
xp = x; % 准备包括导频信号在内的 OFDM 信号
for k = 1 : Np
    xp((k-1)*Nps+1)= exp(j*pi*(k-1)^2/Np); % 式 (7.17)
end

```

程序 5.11 “add_CP”，加 CP

```

function y = add_CP(x,Ncp)
% 加 CP
y = [x(:,end-Ncp+1:end) x];

```

程序 5.12 “remove_CP”，去 CP

```

function y = remove_CP(x,Ncp,Noff)
% 去 CP
if nargin<3, Noff=0; end
y = x(:,Ncp+1-Noff:end-Noff);

```

5.5 采样时钟偏差的影响

本节将研究采样时钟偏差的影响，包括采样时钟的相位偏差和频率偏差。

5.5.1 采样时钟相位偏差的影响

采样时钟的相位偏差可以看做符号定时误差，当发射机和接收机中的采样速率或频率完全一致时，会发生相位偏差。当存在相位偏差时，发射机和接收机的采样时间不一致。在这种情况下，接收机的采样时刻与最佳的采样时刻之间存在某个固定的时间差^[114]。图 5.18 示意了一种采样时钟的相位偏差。

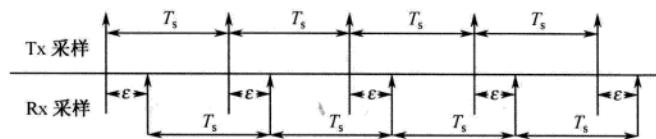


图 5.18 采样时钟的相位偏差：一个示例

与 5.1 节中讨论的 STO 一样，采样时钟的相位偏差会导致频域的相位旋转。相位偏差与定时偏差和子载波编号成正比。因为采样时钟相位偏差的影响通常较小，所以仅把它看做 STO 的一部分，而从不需要任何额外的补偿器。

5.5.2 采样时钟频率偏差的影响

发射机和接收机之间的振荡器不匹配或者存在多普勒频移，会引起发射机和接收机之间的采样时钟频率偏差（Sampling clock Frequency Offset, SFO）。图 5.19 示意了（能够引起时钟相位偏差的）SFO 随时间的变化，从图中可以看出 SFO 引起了 ICI。

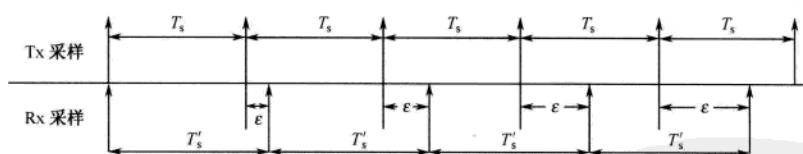


图 5.19 采样时钟的频率偏差

具有 SFO 的频域接收信号可表示为

$$\tilde{Y}[k] = Y[k] \cdot \frac{\sin(\pi \Delta k)}{\sin(\pi \Delta k/N)} \cdot e^{\frac{-j\pi \Delta k(N-1)}{N}} + z_{\text{ICI}}[k], \quad \Delta = \frac{T_s - T'_s}{T_s} \quad (5.33)$$

其中， $z_{\text{ICI}}[k]$ 表示由 SFO 引起的 ICI。式 (5.33) 中的第一项对应于接收信号在每个子载波上的幅度失真和相位失真。在文献[114]中， $z_{\text{ICI}}[k]$ 的方差为

$$\text{var}\{z_{\text{ICI}}[k]\} = \frac{\pi^2}{3} (\Delta k)^2 \quad (5.34)$$

当存在 SFO 时，在每一个 OFDM 符号中采样定时偏差有可能不同。并且在一个符号周期内，

会出现周期性地插入一个采样或丢失一个采样的情况。图 5.19 给出的就是一个丢失采样的例子，其中接收机的采样时钟频率低于发射机的采样时钟频率。

5.6 对采样时钟偏差的补偿

一个数字的 OFDM 接收机对连续的时域接收信号进行采样时，采样时刻由接收机的时钟决定^[116]。根据现有的采样时钟的控制机制，采样时钟偏差的补偿方案可以分为两种类型：同步采样方案和非同步采样方案。在同步采样方案中，通过压控晶体振荡器（Voltage Controlled Crystal Oscillator, VCXO）和数字锁相环（Digital Phase Locked Loop, DPLL）控制模拟域的采样时刻。此外，在非同步采样方案中，自由采样之后在数字域补偿采样时钟偏差。图 5.20 (a) 给出了一个同步采样系统，其中由时钟误差检测器（Timing Error Detector, TED）测量得到导频的相位旋转，利用导频相位旋转通过 DPLL 控制 VCXO，从而实现接收机时钟与发射机时钟的对齐。图 5.20 (b) 给出了一个非同步采样系统，其中采样速率是固定的，并且通过使用数字设备（如 FIR 内插滤波器）补偿采样时钟偏移。因为不需要使用反馈信号来调整采样频率（在 ADC），所以非同步采样系统比同步采样系统更容易实现。然而，如果没有得到合理的补偿，非同步采样方案将更容易受到 SFO 的影响。当存在 SFO 时，在一个 OFDM 符号中可能插入或丢失一个采样。因此，在非同步采样方案中，在 FFT 操作之前会执行跳过/复制/插值操作，并且通过频域均衡器（Frequency-domain Equalizer, FEQ）补偿相位旋转带来的影响。表 5.4 给出了 OFDM 系统中同步和非同步采样方案的比较。

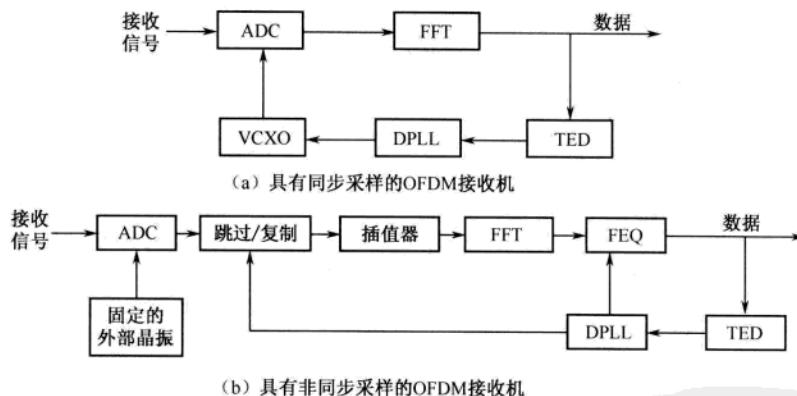


图 5.20 具有同步/非同步采样的OFDM接收机框图

表 5.4 OFDM 系统中同步采样与非同步采样的比较

	同步采样	非同步采样
需要的组件	VCXO (NCO) PLL (DPLL)	XO FIR 差值滤波器
缺点	使用 VCXO 不理想 • 比 XO 具有更高的成本和噪声抖动 • 离散分量	性能下降 • 慢速时变的 ICI • 通常需要过采样或高阶插值滤波器
同步方案	基于导频的同步	离散时域相关 混合的时域/频域相关

5.7 蜂窝系统的同步

本节介绍蜂窝系统中基站 (BS) 与移动台 (MS) 之间的同步技术。在 TDD 系统中, 通过下行链路获得的同步和信道估计信息可以应用于上行链路, 因为上行信道和下行信道是趋于对称的。然而, 在 FDD 蜂窝系统中, 上行链路和下行链路在不同的频带运行, 因此它们的同步和信道估计是分别执行的。

图 5.21 给出了在小区搜索和同步过程中 BS 和 MS 之间的基本信息流。根据图 5.21, 详细过程如下。

- ① BS 周期性地广播下行前导, 用来保持与每一个 MS 的连接, 实现时间和频率上的对齐。
- ② MS 通过使用从 BS 发射的前导获取帧定时、符号定时、载波频率和小区 ID。MS 同样也获取了用于随机接入的定时信息和资源信息。
- ③ MS 通过使用 BS 广播的资源信息 (时间、频率、码字) 发射随机接入前导。
- ④ 当接收到随机接入前导时, BS 预估上行链路的符号定时偏差、载波频率偏差 (仅在 FDD 的情况下) 和 MS 的功率水平。
- ⑤ BS 发送测距响应 (作为对随机接入的响应) 指出定时提前 (Timing Advance, TA) 量、载波频率偏差和 MS 的功率水平。
- ⑥ MS 利用测距响应中的信息补偿上行定时、载波频率偏移和功率水平。
- ⑦ MS 发射经过补偿后的上行信号。

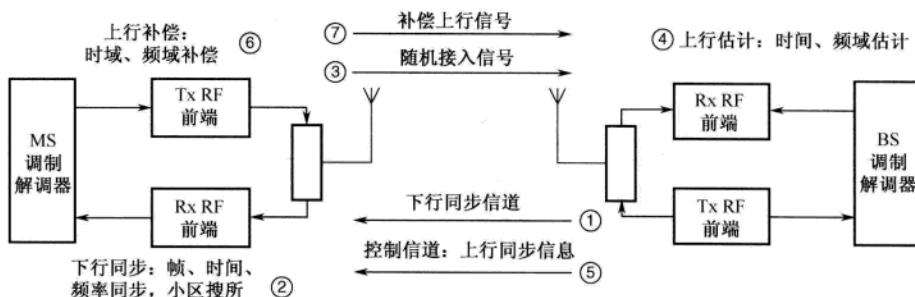


图 5.21 蜂窝系统中的小区搜索和同步过程

5.7.1 下行同步

基于 OFDM 的通信和广播系统可以采用基于前导或者基于导频的下行同步方式。例如, Eureka-147 DAB 系统使用空符号和相位参考符号来实现同步。由于 DAB 使用非相干的传输方案 (DQPSK), 因此不需要导频或信道估计。在地面数字电视广播 (Digital Video Broadcasting-Terrestrial, DVB-T) 和手持数字电视广播 (Digital Video Broadcasting-Handheld, DVB-H) 系统中, 使用导频来实现同步和信道估计。同时, IEEE 802.11a 无线局域网 (Wireless Local Area Network, WLAN) 采用突发形式的 OFDM 调制, 使用短/长前导进行同步和信道估计。一旦在发射的开始阶段执行了同步和信道估计, 在突发传输的过程中就能使用这些估计得到的参数。与 WLAN 不同, 蜂窝系统除了需要同步和信道估计之外, 还需要一个对小区进行搜索的过程。在初始同步之后, MS 在众多相邻的 BS 中选择具有最好链路连接的目标 BS, 并且继续搜索用于切

换。根据蜂窝系统标准的不同，小区搜索和下行同步略有不同：在移动 WiMAX 系统中采用前导，在 3GPP-LTE 系统中采用主同步信号（Primary Synchronization Signal, PSS）和辅助同步信号（Secondary Synchronization Signal, SSS）。

在前导的设计中，必须考虑以下几点。蜂窝系统中的前导序列应该有较低的 PAPR、良好的（低的）互相关性和（类似脉冲的）自相关特性。用于蜂窝系统的前导序列包括 PN 序列、Gold 序列和 CAZAC 序列^[117]。并且，前导的周期取决于 CFO 的估计范围。正如在 5.4 节中讨论的，MSE 性能和 CFO 的估计范围之间存在一种折中关系。当设计用于小区搜索和同步的前导序列时，也需要考虑其他方面的系统需求，如能够被区分的小区数量、所需的性能和复杂度问题。接下来考虑商业蜂窝系统中具体的同步过程，包括移动 WiMAX 和 3GPP-LTE 系统。

考虑移动 WiMAX 系统，其中每个小区有三个扇区^[118, 119]。给不同扇区分配不同的正交子载波子集。也就是说，能够提供的频率复用因子是 3，从而可以避免共道干扰。图 5.22 (a) 给出了移动 WiMAX 系统的小区结构，图 5.22 (b) 给出了相应的频域导频结构，其中前导序列会分配至小区中每一“部分”（Segment）的不同的子载波集合。在这里，“部分”一词与扇区的意思类似。在 114 个不同的导频序列之中，96 个序列用来区分 32 个小区，每小区有三个“部分”，每一“部分”有唯一的序列。如图 5.22 (b) 所示，在一个 OFDM 符号周期内前导大致重复三次，因为三个“部分”中仅有一个被使用。通过使用前导的自相关性，MS 能够检测帧的起始点。在帧检测之后，利用 CP 估计 FFO。在时域估计 IFO、小区 ID、部分 ID 和载波干扰噪声比（CINR），这些操作完成后，将下一个前导变换成频域前导。在初始同步过程完成后，执行精符号定时和载波频率跟踪。正如在下一代移动 WiMAX 标准（如 IEEE 802.16m 标准）中讨论的，为了提高小区边缘的同步性能，将两个 OFDM 符号作为一个前导来使用。

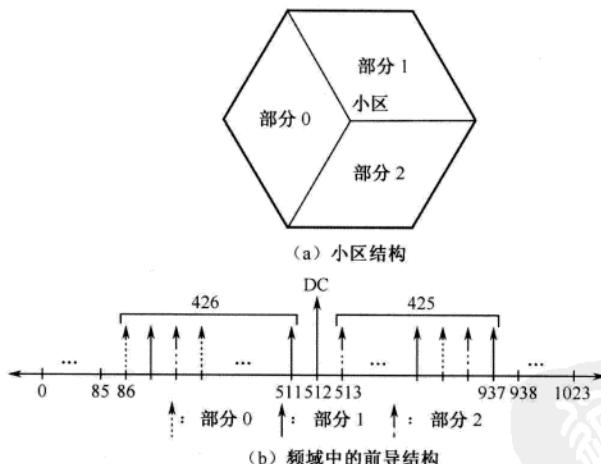


图 5.22 移动 WiMAX 系统中的小区结构和前导结构

作为另外一个例子，考虑 3GPP-LTE 系统的下行同步过程^[120, 121]。图 5.23 给出了 3GPP-LTE 系统中使用常规 CP 的下行帧结构。一个 10 ms 的帧包含 10 个子帧、20 个时隙。根据使用常规 CP 或者扩展 CP，一个 0.5ms 的时隙包含 6 或 7 个 OFDM 符号。在时隙 0 和时隙 10 中，符号 6 中的子载波子集被设计为主同步信道（P-SCH）。在时隙 0 和时隙 10 中，符号 5 中的子载波子集分别被设计为辅助同步信道 1（S-SCH1）和辅助同步信道 2（S-SCH2）。P-SCH 和 S-SCH 分别用来传输 PSS 和 SSS。不论采用哪一种可扩展传输带宽（1.25 MHz、2.5 MHz、5 MHz、10 MHz、15 MHz 和 20 MHz），PPS 和 SSS 都在中心 1.08 MHz 带宽上传输，中心带宽由 72 个子载波（子载

波间隔为 15 kHz) 组成, 其中包括保护带宽。在 3GPP-LTE 系统中, 将 3 个物理层小区识别码 (由 PSS 提供) 和 168 个物理层小区识别组 (由 SSS 提供) 组合, 用以区分 504 个小区。

在 3GPP-LTE 系统中, 作为下行同步的第一步, MS 使用 PSS 估计符号定时和 CFO, PSS 的周期为 5ms, 在一帧中传输两次。PSS 也可以用于检测物理层小区识别码。作为下行同步的第二步, SSS 用于检测物理层小区 ID 组和帧定时。如图 5.23 所示, 将 S-SCH1 中的 SSS1 和 S-SCH2 中的 SSS2 组合, 可以确定物理层小区 ID 组。

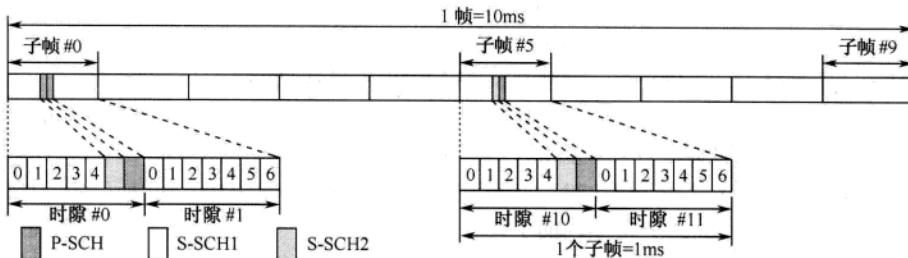


图 5.23 3GPP-LTE 系统中的下行帧结构 (常规CP)

5.7.2 上行同步

正如在 5.7.1 节中讨论的, 在下行传输中, MS 以一种开环控制机制实现与 BS 的同步。一旦下行同步完成, MS 就会收到来自 BS 的信号, 而该信号经历了 BS 与 MS 之间的传播时延。由于传播速度为 $3.33\mu\text{s}/\text{km}$, 距离 BS 3 km 的 MS 将在 $1.67\mu\text{s}$ 之后收到 BS 发射的信号。对于在下行和上行间不发生任何交互的广播系统, 如此小的传播延迟不会引起任何的性能下降。然而, 与下行同步不同的是, 对于蜂窝系统, 上行同步需要在一种闭环控制机制下进行。由于 MS 不能估计下行前导的传播时延, 所以 MS 向 BS 发送一个随机接入前导。一旦接收到接入前导, BS 就可以通过使用 5.3.2 节中讨论的方法估计出往返的传播时延。然后, BS 向 MS 返回一个测距响应, 指出定时提前 (TA) 量。

在 OFDMA 系统中, 多个 MS 可能会同时发射上行突发数据。由 BS 的调度器为每一个用户的突发分配不同的频带 (资源单元)。尽管是以一种正交的方式分配资源, 但是如果从 MS 发射的突发没有同时到达 BS, 那么用户的信号间就失去了正交性, 因此可能会发生 MAI。图 5.24 显示了由于不同用户与基站间的距离不同, 导致 MS 的数据定时没有对齐。一旦发生 MAI, 将很难还原发射的数据, 这会导致性能的显著下降。因此, 在 OFDMA 系统中, BS 需要向每个 MS 返回一个相应的 TA 值。在上行同步的初始阶段, MS 并不能获得 TA 值。BS 为了能够检测随机接入前导, 初始测距前导的长度应该比一个 OFDM 符号的持续时间长。为了增大小区的覆盖范围, 应该增加初始测距的前导长度。如图 5.25 所示, 在移动 WiMAX 系统中, 将两个重复的 OFDM 符号用做初始测距前导。在 3GPP-LTE 系统中, 采用几种不同格式的随机接入前导来支持不同范围的小区覆盖。

图 5.26 给出了在 OFDM 蜂窝系统中使用初始测距符号获得上行定时捕获的过程。当 MS 从睡眠模式醒来或者执行从一个小区到另一个小区的切换时, MS 需要通过下行前导获得下行同步。一旦下行同步完成, MS 就从 BS 接收传播时延为 t_p 的发射信号。MS 还会接收来自 BS 的广播控制信道, 从而获得小区和特定的系统信息。这些信息包括传输带宽、发射天线的端口个数、循环前缀的长度和随机接入特定的参数。MS 考虑资源的可利用性, 以及哪些资源 (时间、频率、编码) 可以用于发送随机接入前导。由于 MS 与 BS 在上行没有同步, 所以在传输实际数据之前将采用随

机接入机制。然后，MS发送随机接入前导，BS就可以估计与MS有关的TA、功率和CFO信息。这里 δ 表示估计的符号定时偏差。同时，通过匹配随机接入前导数（匹配过程可以在MS执行），BS可以确定随机接入尝试是否成功。如果BS成功接收随机接入前导，那么它将向MS发送允许接入消息和TA信息。最后，在利用BS发送的TA信息补偿上行定时之后，MS发送数据突发。

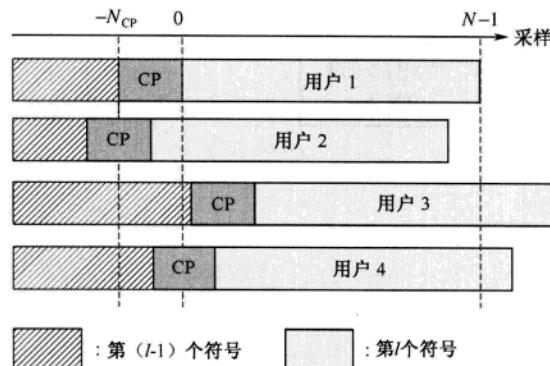


图 5.24 OFDMA 系统中 BS 接收到的来自 MS 的数据定时没有对齐

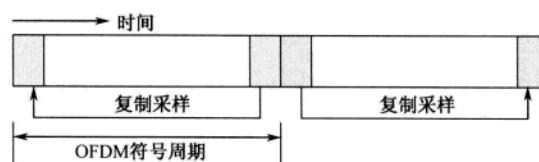


图 5.25 移动 WiMAX 系统中的初始测距符号

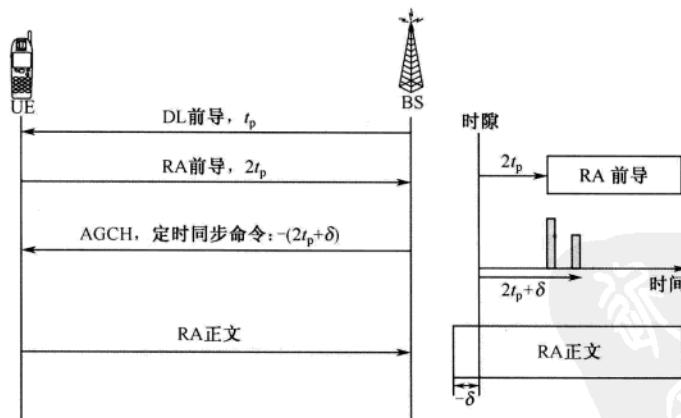


图 5.26 上行定时捕获过程

图 5.27 给出了上述上行同步过程的流程图。MS 通过初始同步过程与 BS 成功连接后，需要保持与 BS 连接的质量。在初始同步之后，MS 执行周期性测距，然后调整符号定时、CFO 和功率等传输参数，这样 MS 能够保持与 BS 稳定的上行连接。

有关 ODFM 系统同步的其他信息可以参见文献[122~125]。

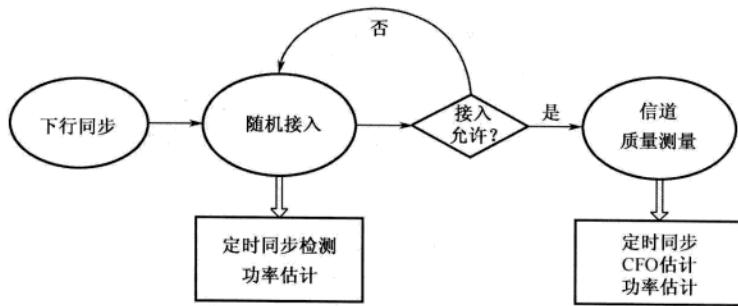


图 5.27 上行同步过程

6 章 信道估计

在 OFDM 系统中,发射机将信息比特序列调制成 PSK/QAM 符号,然后对相应的符号执行 IFFT 将其变换成时域信号,最后通过一个(无线)信道将它们发射出去。接收的信号通常因受到信道特性的影响而失真。为了恢复发送的比特信息,在接收机必须对信道的影响进行估计和补偿^[126~128]。正如在第 4 章和第 5 章中讨论的,只要不发生载波间干扰(ICI),即能够保持子载波之间的正交性,就能将每一个子载波看做独立的信道。这种正交性使得接收信号的每个子载波分量可以被表示成发射信号与子载波的信道频率响应的乘积。因此,仅通过估计每个子载波的信道响应就可以恢复发射信号。总的来说,可以使用发射机和接收机都已知的前导(Preamble)或者导频(Pilot)符号进行信道估计,并且可以利用不同的插值技术来估计导频之间的子载波上的信道响应。通常,数据信号、训练信号或者二者都能用于信道估计。选择 OFDM 系统的信道估计技术时,必须考虑许多系统实现方面的问题,包括性能需求、计算复杂度和信道时变特性。

6.1 导频结构

根据导频排列的不同,导频结构可以分为三种:块状类型、梳状类型和格状类型^[129~132]。

6.1.1 块状类型

如图 6.1 所示为块状类型的导频排列。在这种类型中,周期性地发射 OFDM 符号(此处称为导频符号)以进行信道估计,其中每个导频符号上的所有子载波都用做导频。利用这些导频进行时域插值,沿时间轴估计信道。令 S_t 表示导频符号的周期。为了跟踪时变信道的特性,放置导频信号的频率必须与相干时间保持一致。由于信道的相干时间与多普勒频率 f_{Doppler} 成反比,所以导频符号的周期必须满足:

$$S_t \leq \frac{1}{f_{\text{Doppler}}} \quad (6.1)$$

由于导频是周期性地插入导频符号的所有子载波中的,所以块状导频的排列适用于频率选择性信道。然而,对于快衰落信道,通过缩短导频符号的周期来跟踪信道变化会引起太大的负荷。

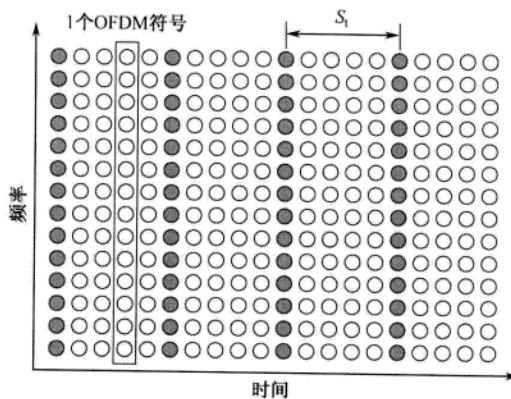


图 6.1 块状类型的导频排列

6.1.2 梳状类型

如图 6.2 所示为梳状类型的导频排列。在这种类型中，在每个 OFDM 符号的子载波上周期性地放置导频信号，然后利用这些导频信号进行频域插值，沿频率轴进行信道估计。令 S_f 为导频在频率上的周期。为了跟踪频率选择性信道的特性，放置导频符号的频率必须与相干带宽保持一致。因为相干带宽由最大时延扩展 σ_{\max} 的倒数决定，所以导频符号的周期必须满足下面的不等式：

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{\max}} \quad (6.2)$$

与块状类型的导频排列不同，梳状类型的导频排列适用于快衰落信道，而不是频率选择性信道。

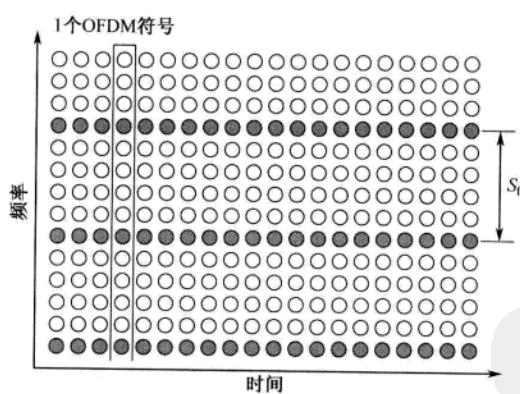


图 6.2 梳状类型的导频排列

6.1.3 格状类型

如图 6.3 所示为格状类型的导频排列。在这种类型中，以给定的周期沿时间轴和频率轴两个方向插入导频。导频分散在时间和频率轴上，使信道估计在时/频域上插值更为便利。令 S_t 和 S_f 分别表示导频符号在时间和频率上的周期。为了跟踪信道的时变和频率选择特性，导频符号的排列必须同时满足式 (6.1) 和式 (6.2)，即必须满足：

$$S_t \leq \frac{1}{f_{\text{Doppler}}} \text{ 和 } S_f \leq \frac{1}{\sigma_{\text{max}}}$$

其中, f_{Doppler} 和 σ_{max} 分别表示多普勒扩展和最大时延扩展。

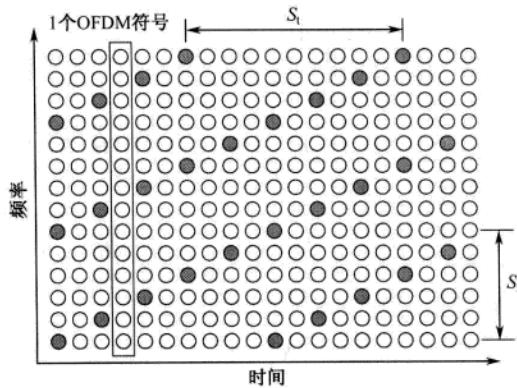


图 6.3 格状类型的导频排列

6.2 基于训练符号的信道估计

训练符号可以用于信道估计, 通常能够提供较好的性能。然而, 除了发射数据符号外, 还需要发射前导或导频信号, 由此产生的负荷会降低传输效率。当可以获得训练符号时, 最小二乘 (LS) 和最小均方误差 (MMSE) 技术被广泛应用于信道估计^[127-130, 132, 133]。

假设所有子载波是正交的, 即没有 ICI, 那么可以将 N 个子载波的训练符号表示成矩阵形式:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix}$$

其中, $X[k]$ 表示第 k 个子载波上的导频信号, 满足 $E\{X[k]\} = 0$, $\text{Var}\{X[k]\} = \sigma^2$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。因为假设所有的子载波都是正交的, 所以 \mathbf{X} 是一个对角矩阵。给定第 k 个载波的信道增益 $H[k]$, 接收到的训练信号 $Y[k]$ 能够表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &\triangleq \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H[0] \\ H[1] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z[0] \\ Z[1] \\ \vdots \\ Z[N-1] \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{XH} + \mathbf{Z} \end{aligned} \quad (6.3)$$

其中, \mathbf{H} 为信道向量, $\mathbf{H} = [H[0], H[1], \dots, H[N-1]]^T$; \mathbf{Z} 为噪声向量 $\mathbf{Z} = [Z[0], Z[1], \dots, Z[N-1]]^T$, 满足 $E\{Z[k]\} = 0$, $\text{Var}\{Z[k]\} = \sigma_z^2$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。在接下来的讨论中, 令 $\hat{\mathbf{H}}$ 表示对信道 \mathbf{H} 的估计。

6.2.1 LS 信道估计

为了得到信道估计 $\hat{\mathbf{H}}$ ，LS 信道估计法需要最小化下面的代价函数：

$$\begin{aligned} J(\hat{\mathbf{H}}) &= \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}\|^2 \\ &= (\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}})^H (\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}) \\ &= \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} - \mathbf{Y}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}} - \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{X}^H \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}} \end{aligned} \quad (6.4)$$

令上面的代价函数关于 $\hat{\mathbf{H}}$ 的偏导数等于 0，即

$$\frac{\partial J(\hat{\mathbf{H}})}{\partial \hat{\mathbf{H}}} = -2(\mathbf{X}^H \mathbf{Y})^* + 2(\mathbf{X}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}})^* = 0 \quad (6.5)$$

然后可以得到 $\mathbf{X}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{X}^H \mathbf{Y}$ ，由此得到 LS 信道估计的解为

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{Y} \quad (6.6)$$

令 $\hat{H}_{\text{LS}}[k]$ 表示 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}$ 中的元素， $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。由无 ICI 的假设条件可知 \mathbf{X} 为对角矩阵，因此每个子载波上的 LS 信道估计可以表示为

$$\hat{H}_{\text{LS}}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (6.7)$$

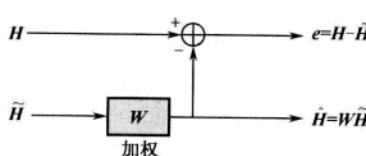
LS 信道估计的均方误差 (MSE) 为

$$\begin{aligned} \text{MSE}_{\text{LS}} &= E\left\{(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}})^H (\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}})\right\} \\ &= E\left\{(\mathbf{H} - \mathbf{X}^{-1} \mathbf{Y})^H (\mathbf{H} - \mathbf{X}^{-1} \mathbf{Y})\right\} \\ &= E\left\{(\mathbf{X}^{-1} \mathbf{Z})^H (\mathbf{X}^{-1} \mathbf{Z})\right\} \\ &= E\left\{\mathbf{Z}^H (\mathbf{X} \mathbf{X}^H)^{-1} \mathbf{Z}\right\} \\ &= \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \end{aligned} \quad (6.8)$$

注意，式 (6.8) 中的 MSE 与信噪比 σ_x^2/σ_z^2 成反比，这意味着 LS 估计增强了噪声，在信道处于深度衰落时更是如此。然而，LS 方法由于简单而被广泛应用于信道估计。

6.2.2 MMSE 信道估计

考虑式(6.6)中的 LS 解，即 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{Y} \triangleq \tilde{\mathbf{H}}$ 。利用加权矩阵 \mathbf{W} ，定义 MMSE 估计为 $\hat{\mathbf{H}} \triangleq \mathbf{W}\tilde{\mathbf{H}}$ 。根据图 6.4，MMSE 信道估计 $\hat{\mathbf{H}}$ 的 MSE 可以表示为



$$J(\hat{\mathbf{H}}) = E\left\{\|\mathbf{e}\|^2\right\} = E\left\{\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|^2\right\} \quad (6.9)$$

在 MMSE 信道估计中，通过选择 \mathbf{W} 最小化式 (6.9) 中的 MSE，可以证明估计误差向量 $\mathbf{e} = \mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}$ 与 $\hat{\mathbf{H}}$ 正交，即满足

图 6.4 MMSE 信道估计

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{e}\tilde{\mathbf{H}}^H\} &= E\{(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})\tilde{\mathbf{H}}^H\} \\
&= E\{(\mathbf{H} - \mathbf{W}\tilde{\mathbf{H}})\tilde{\mathbf{H}}^H\} \\
&= E\{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{H}}^H\} - \mathbf{W}E\{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H\} \\
&= \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H} - \mathbf{W}\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}} = \mathbf{0}
\end{aligned} \tag{6.10}$$

其中, \mathbf{R}_{AB} 为矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 的互相关矩阵, 即 $\mathbf{R}_{AB} = E\{\mathbf{AB}^H\}$, $\tilde{\mathbf{H}}$ 为 LS 信道估计:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y} = \mathbf{H} + \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Z} \tag{6.11}$$

求解式 (6.10), 可以得到 \mathbf{W} :

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}^{-1} \tag{6.12}$$

其中, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}$ 为 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的自相关矩阵, 即

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}} &= E\{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H\} \\
&= E\{\mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y}(\mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y})^H\} \\
&= E\{(\mathbf{H} + \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Z})(\mathbf{H} + \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Z})^H\} \\
&= E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Z}\mathbf{H}^H + \mathbf{H}\mathbf{Z}^H(\mathbf{X}^{-1})^H + \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H(\mathbf{X}^{-1})^H\} \\
&= E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} + E\{\mathbf{X}^{-1}\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H(\mathbf{X}^{-1})^H\} \\
&= E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I}
\end{aligned} \tag{6.13}$$

$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}$ 是频域上真实信道向量和临时信道估计向量之间的互相关矩阵。根据式 (6.13), MMSE 信道估计可以表示为

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{H}} &= \mathbf{W}\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \\
&= \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}} \left(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}
\end{aligned} \tag{6.14}$$

在式 (6.14) 中, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}$ 和 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}$ 中的元素满足:

$$E\{h_{k,l}\tilde{h}_{k',l'}^*\} = E\{h_{k,l}h_{k',l'}^*\} = r_f[k - k']r_t[l - l'] \tag{6.15}$$

其中, k 和 l 分别表示子载波 (频率) 和 OFDM 符号 (时间) 的编号。在一个呈指数衰减的多径功率时延谱 (PDP) 中, 频域相关 $r_f[k]$ 为

$$r_f[k] = \frac{1}{1 + j2\pi\tau_{\text{rms}}k\Delta f} \tag{6.16}$$

其中, $\Delta f = 1/T_{\text{sub}}$ 为子载波间隔, T_{sub} 为 FFT 窗的长度。同时, 对于具有最大多普勒频率 f_{max} 和 Jakes 功率谱的衰落信道, 时域相关 $r_t[l]$ 为

$$r_t[l] = J_0(2\pi f_{\text{max}}lT_{\text{sym}}) \tag{6.17}$$

其中, $T_{\text{sym}} = T_{\text{sub}} + T_G$, T_G 为 GI 的长度; $J_0(x)$ 为第一类零阶贝塞尔函数。注意 $r_t[0] = J_0(0) = 1$, 这说明同一 OFDM 符号的时域相关为 1。

图 6.5 显示了在不同的最大多普勒频率 f_{max} 下信道的时域相关性, 其中横轴以 OFDM 符号为单位, 带宽为 10 MHz, OFDM 符号的周期为 115.2 μs 。从图 6.5 可以看出, 相关函数 $r_t[l]$ 随最大

多普勒频率 f_{\max} 的增大而减小。

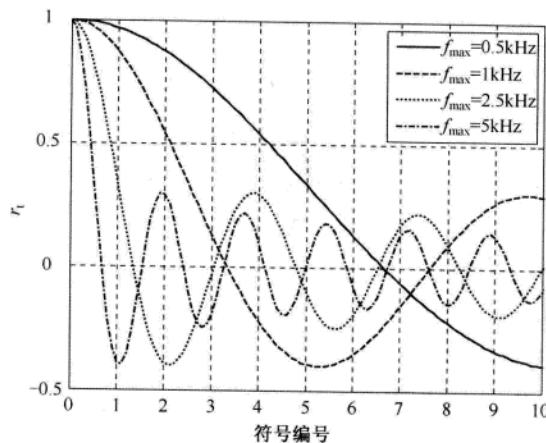


图 6.5 信道的时域相关特性 (BW=10 MHz, $T_{\text{sym}}=115.2 \mu\text{s}$)

为了估计承载数据符号的信道, 必须对导频子载波进行插值。常用的插值方法有线性插值、二次多项式插值和三次样条插值^[128~131, 134]。

程序 6.1 (“LS_CE”) 和程序 6.2 (“MMSE_CE”) 分别实现 LS 和 MMSE 信道估计。在程序 6.2 中, 第六个输入参数是信道脉冲响应。因为在每个 OFDM 符号中都会插入导频符号, 所以设置信道的时域相关 $r_t[l]$ 等于 1, 即满足 $r_t[0] = J_0(0) = 1$ 。程序 6.3 (“interpolate”) 利用 MATLAB 的内置函数“interp1”来实现线性或三次样条插值。具体地, 通过分别设置第四个输入参数“method”为“linear”或“spline”来实现线性或三次样条插值。本书将在 6.3 节通过程序 6.4 (“channel_estimation.m”) 调用程序 6.1 和程序 6.2 来检验这两种估计方法。

MATLAB 程序: 信道估计和插值

程序 6.1 “LS_CE”, LS 信道估计法

```
function [H_LS] = LS_CE(Y,Xp,pilot_loc,Nfft,Nps,int_opt)
% LS 信道估计
% 输入:
%     Y      : 频域接收信号
%     Xp     : 导频信号
%     pilot_loc : 导频位置
%     N      : FFT 大小
%     Nps    : 导频间隔
%     int_opt : 插值方法'linear' / 'spline'
% 输出:
%     H_LS   : LS 信道估计

Np = Nfft/Nps;
k = 1 : Np;
LS_est(k) = Y(pilot_loc(k))./Xp(k); % LS 信道估计
if lower(int_opt(1)) == T
```

```

method = 'linear';
else
    method = 'spline';
end
H_LS = interpolate(LS_est,pilot_loc,Nfft,method); % 线性/三次样条插值

```

程序 6.2 “MMSE_CE”, MMSE 信道估计法

```

function [H_MMSE] = MMSE_CE(Y,Xp,pilot_loc,Nfft,Nps,h,SNR)
% MMSE 信道估计
% 输入:
%     Y      : 频域接收信号
%     Xp     : 导频信号
%     pilot_loc : 导频位置
%     Nfft    : FFT 大小
%     Nps     : 导频间隔
%     h       : 信道脉冲响应
%     SNR    : 信噪比[dB]
% 输出:
%     H_MMSE : MMSE 信道估计
snr = 10^(SNR*0.1);
Np = Nfft/Nps;
k = 1 : Np;
H_tilde = Y(1,pilot_loc(k))./Xp(k); % LS 估计, 式 (6.11) 或式 (6.6)
k = 0 : length(h)-1; % k_ts = k*ts;
hh = h.*h';
tmp = h.*conj(h).*k; % tmp = h.*conj(h).*k_ts;
r = sum(tmp)/hh;
r2 = tmp.*k./hh; % r2 = tmp*k_ts./hh;
tau_rms = sqrt(r2-r^2); % rms 时延
df = 1/Nfft; % 1/(ts*Nfft);
j2pi_tau_df = j*2*pi*tau_rms*df;
K1 = repmat([0:Nfft-1]',1,Np);
K2 = repmat([0:Np-1],Nfft,1);
rf = 1./(1+j2pi_tau_df*(K1-K2*Nps)); % 式 (6.16)
K3 = repmat([0:Np-1]',1,Np);
K4 = repmat([0:Np-1],Np,1);
rf2 = 1./(1+j2pi_tau_df*Nps*(K3-K4)); % 式 (6.17)
Rhp = rf;
Rpp = rf2 + eye(length(H_tilde),length(H_tilde))/snr; % 式 (6.14)
H_MMSE = transpose(Rhp*inv(Rpp)*H_tilde.>'); % MMSE 信道估计, 式 (6.14)

```

程序 6.3 “interpolate”, 导频间的信道插值

```

function [H_interpolated] = interpolate(H_est,pilot_loc,Nfft,method)
% 输入:
%     H_est    : 使用导频序列的信道估计
%     pilot_loc : 导频序列的位置
%     Nfft     : FFT 大小

```

```

%
method : 插值方法 'linear'/'spline'
% 输出:
%
H_interpolated : 插值后的信道
if pilot_loc(1) > 1
    slope = (H_est(2)-H_est(1))/(pilot_loc(2)-pilot_loc(1));
    H_est = [H_est(1)-slope*(pilot_loc(1)-1) H_est];
    pilot_loc = [1 pilot_loc];
end
if pilot_loc(end) < Nfft
    slope = (H_est(end)-H_est(end-1))/(pilot_loc(end)-pilot_loc(end-1));
    H_est = [H_est H_est(end)+slope*(Nfft-pilot_loc(end))];
    pilot_loc = [pilot_loc Nfft];
end
if lower(method(1)) == 'l'
    H_interpolated = interp1(pilot_loc,H_est,[1:Nfft]);
else
    H_interpolated = interp1(pilot_loc,H_est,[1:Nfft],'spline');
end

```

6.3 基于 DFT 的信道估计

基于 DFT 的信道估计技术能够提高 LS 或 MMSE 信道估计的性能。这种技术通过消除（最大的信道时延以外的）噪声来实现性能的提高。令 $\hat{H}[k]$ 表示由 LS 或 MMSE 信道估计方法得到的第 k 个子载波的信道增益。对估计的信道 $\{\hat{H}[k]\}_{k=0}^{N-1}$ 取 IDFT，得：

$$\text{IDFT}\{\hat{H}[k]\} \triangleq h[n] + z[n] = \hat{h}[n], \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6.18)$$

其中， $z[n]$ 表示时域噪声。对于最大的信道时延 L ，忽略仅包含噪声的信道系数 $\{\hat{h}[n]\}$ ，定义信道系数：

$$\hat{h}_{\text{DFT}}[n] = \begin{cases} h[n] + z[n], & n = 0, 1, 2, \dots, L-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6.19)$$

然后，将剩余的 L 个信道系数再变换到频域^[135~138]：

$$\hat{H}_{\text{DFT}}[k] = \text{DFT}\{\hat{h}_{\text{DFT}}[n]\} \quad (6.20)$$

图 6.6 显示了在给定 LS 信道估计的情况下基于 DFT 的信道估计的框图。注意，必须事先知道最大的信道时延 L 。

图 6.7 (a) 和图 6.7 (b) 分别显示了采用 16-QAM 的 OFDM 系统在信道补偿之前和信道补偿之后接收信号的星座图。此外，图 6.8 显示了以上讨论的采用和不采用基于 DFT 的各种信道估计的结果。将图 6.8 (a1)、图 6.8 (b1)、图 6.8 (c1) 分别和图 6.8 (a2)、图 6.8 (b2)、图 6.8 (c2) 对比后显示，基于 DFT 的信道估计方法提高了信道估计的性能。同样，将图 6.8 (a1)、图 6.8 (b1) 与图 6.8 (c1) 进行比较，可以清楚地看到 MMSE 估计的性能优于 LS 估计的性能，但是这种性能优势是以需要更多的计算和信息（关于信道特性）为前提的。

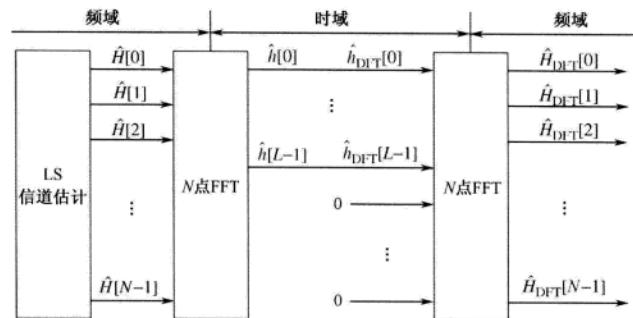


图 6.6 基于DFT的信道估计

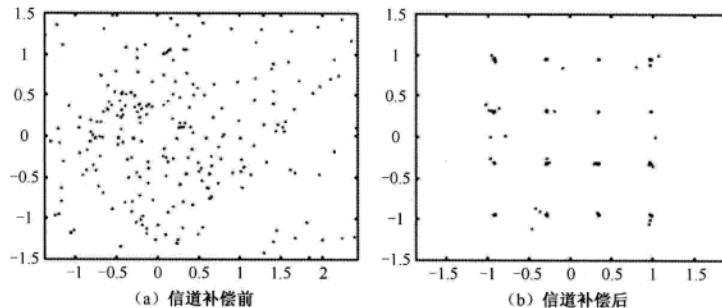


图 6.7 信道补偿前和补偿后的接收信号的星座图

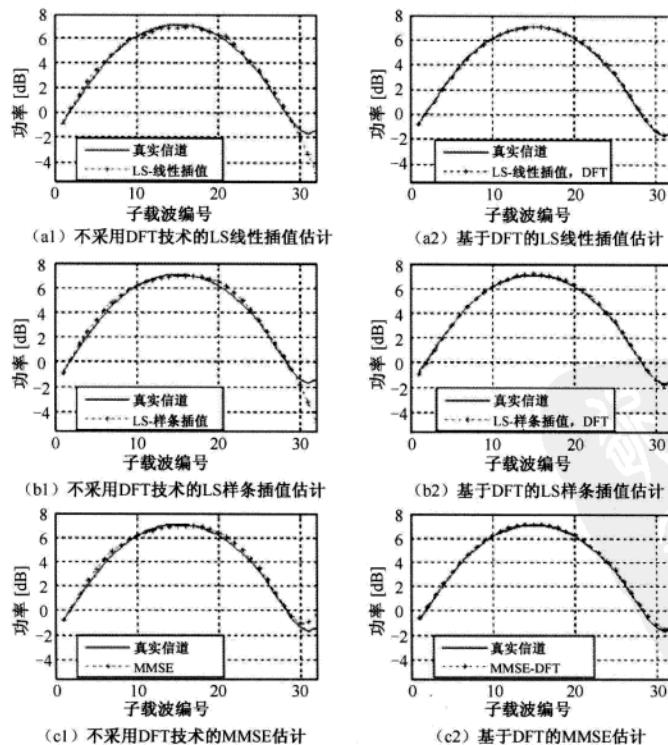


图 6.8 不同信道估计方法的结果: 采用和不采用DFT

运行程序 6.4 (“channel_estimation.m”) 可以得到图 6.7 和图 6.8。程序 6.4 分别调用了程序 6.1 (“LS_CE”) 和程序 6.2 (“MMSE_CE”) 进行 LS (采用线性或样条插值) 和 MMSE 信道估计, 并且应用 DFT 技术来改善性能。由于使用 MATLAB 内置的高斯随机数生成器 `randn` 来产生信道, 所以每次运行程序时信道会有所不同。

MATLAB 程序: 信道估计

程序 6.4 “channel_estimation.m”, 基于 DFT 的信道估计

```
% channel_estimation.m
% 采用线性/样条插值的 LS/DFT 信道估计
clear all, close all, clf
Nfft = 32;
Ng = Nfft/8;
Nofdm = Nfft+Ng;
Nsym = 100;
Nps = 4;    % 导频间隔
Np = Nfft/Nps;    % 每个 OFDM 符号的导频数
Nbps = 4;
M = 2^Nbps;    % 每个调制符号的比特数
mod_object = modem.qammod('M',M, 'SymbolOrder','gray');
demod_object = modem.qamdemod('M',M, 'SymbolOrder','gray');
Es = 1;    % 信号能量
A = sqrt(3/2/(M-1)*Es);    % QAM 归一化因子
SNR = 30;
sq2 = sqrt(2);
rand('seed',1);
randn('seed',1);
MSE = zeros(1,6);
nose = 0;
for nsym = 1 : Nsym
    Xp = 2*(randn(1,Np)>0)-1;    % 生成导频序列
    msgint = randint(1,Nfft-Np,M);    % 比特生成
    Data = A*modulate(mod_object,msgint);
    ip = 0;
    pilot_loc = [];
    for k = 1 : Nfft
        if mod(k,Nps) == 1
            X(k) = Xp(floor(k/Nps)+1);
            pilot_loc = [pilot_loc k];
            ip = ip+1;
        else
            X(k) = Data(k-ip);
        end
    end
    x = ifft(X,Nfft);    % IFFT
    xt = [x(Nfft-Ng+1:Nfft) x];    % 加 CP
```

```

h = [(randn+j*randn) (randn+j*randn)/2]; % 产生一个 2 抽头信道
H = fft(h,Nfft); channel_length = length(h); % 实际信道和它的长度
H_power_dB = 10*log10(abs(H.*conj(H))); % 实际信道的功率[dB]
y_channel = conv(xt, h); % 信道路径(卷积)
yt = awgn(y_channel,SNR,'measured'); % 加入噪声
y = yt(Ng+1:Nofdm); % 去 CP
Y = fft(y); % FFT
for m = 1 : 3
    if m == 1
        % 线性插值的 LS 估计
        H_est = LS_CE(Y,Xp,pilot_loc,Nfft,Nps,'linear');
        method = 'LS-linear';
    elseif m == 2
        % 样条插值的 LS 估计
        H_est = LS_CE(Y,Xp,pilot_loc,Nfft,Nps,'spline');
        method = 'LS-spline';
    else
        % MMSE 估计
        H_est = MMSE_CE(Y,Xp,pilot_loc,Nfft,Nps,h,SNR);
        method = 'MMSE';
    end
    H_est_power_dB = 10*log10(abs(H_est.*conj(H_est)));
    h_est = ifft(H_est);
    h_DFT = h_est(1:channel_length);
    H_DFT = fft(h_DFT,Nfft); % 基于 DFT 的信道估计
    H_DFT_power_dB = 10*log10(abs(H_DFT.*conj(H_DFT)));
    if nsym == 1
        subplot(319+2*m)
        plot(H_power_dB,'b','linewidth',1)
        grid on, hold on
        plot(H_est_power_dB,'r:+','Markersize',4,'linewidth',1)
        axis([0 32 -6 10])
        xlabel('Subcarrier Index')
        ylabel('Power[dB]')
        legend('True Channel',method,4)
        set(gca,'fontsize',9)
        subplot(320+2*m)
        plot(H_power_dB,'b','linewidth',1)
        grid on, hold on
        plot(H_DFT_power_dB,'r:+','Markersize',4,'linewidth',1)
        axis([0 32 -6 10])
        xlabel('Subcarrier Index')
        ylabel('Power[dB]')
        legend('True Channel',method,4)
        set(gca,'fontsize',9)
    end

```

```

MSE(m) = MSE(m) + (H-H_est)*(H-H_est)';
MSE(m+3) = MSE(m+3) + (H-H_DFT)*(H-H_DFT)';
end
Y_eq = Y/H_est;
if nsym >= Nsym-10
    figure(2), subplot(221)
    plot(Y,'.', 'MarkerSize',5)
    axis([-1.5 1.5 -1.5 1.5])
    set(gca, 'FontSize',9),
    hold on
    subplot(222)
    plot(Y_eq,'.', 'MarkerSize',5)
    axis([-1.5 1.5 -1.5 1.5])
    set(gca, 'FontSize',9)
end
ip = 0;
for k = 1 : Nfft
    if mod(k,Nps) == 1
        ip = ip+1;
    else
        Data_extracted(k-ip)=Y_eq(k);
    end
end
msg_detected = demodulate(demod_object,Data_extracted/A);
noise = noise + sum(msg_detected~=msgint);
MSEs = MSE/(Nfft*Nsym);
end

```

6.4 判决反馈信道估计

一旦通过前导或导频进行了初始信道估计，就可以采用判决反馈（Decision Directed，DD）信道估计方法来更新信道系数，这种方法不需要使用前导或导频。如图 6.9 所示，DD 技术利用已判决的反馈信号来跟踪时变信道，之后，利用估计的信道来判决接收信号^[139~141]。

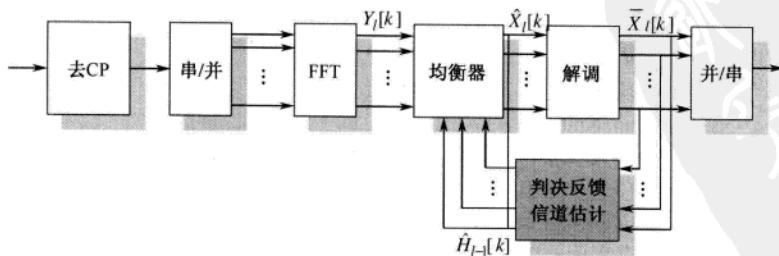


图 6.9 采用判决反馈信道估计的OFDM接收机的框图

令 $\hat{H}_i[k]$ 表示通过使用第 i 个 OFDM 符号得到的信道估计。由 $\hat{H}_{i-1}[k]$ 补偿接收的第 i 个 OFDM

符号 $Y_l[k]$ ，其中 $\hat{H}_{l-1}[k]$ 是由接收的第 $l-1$ 个 OFDM 符号估计得到的。也就是说，

$$\text{步骤 1: } \hat{X}_l[k] = \frac{Y_l[k]}{\hat{H}_{l-1}[k]}$$

令 $\bar{X}_l[k]$ 表示 $\hat{X}_l[k]$ 的硬判决值，那么信道估计 $\hat{H}_l[k]$ 可以由下式给出。

$$\text{步骤 2: } \hat{H}_l[k] = \frac{Y_l[k]}{\bar{X}_l[k]}$$

由于在步骤 1 的符号判决之后执行步骤 2，所以将这个特殊的方法称为判决反馈信道估计技术。在判决反馈过程中，符号检测中的任何差错都会发生传播，从而降低了估计的性能。当信道的变化比 OFDM 符号周期更快时，估计的性能会因快衰落而进一步降低。在这种情况下，通过对相邻子载波或连续 OFDM 符号的信道估计值加权平均，信道性能的下降将得到一定程度的缓解。

6.5 先进的信道估计技术

6.5.1 基于叠加信号的信道估计

考虑一个叠加信号，在发射机将一个低功率的导频（训练）信号叠加到数据信号上。然后，在接收机将这个叠加信号用于信道估计，同时不会损失信息速率。然而，这种方法会浪费分配给导频（训练）信号的那部分功率。图 6.10 给出了一个叠加信号，它包括一个功率为 $\rho \cdot P$ 的导频信号和一个功率为 $(1-\rho) \cdot P$ 的数据信号，假设信号的总功率等于 P 。

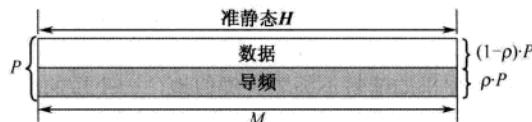


图 6.10 用于信道估计的叠加信号

对于在第 k 个子载波发射的第 l 个 OFDM 符号，叠加信号能够表示成 $S_l[k] + P_l[k]$ ，其中 $S_l[k]$ 和 $P_l[k]$ 分别表示数据和导频信号。相应的接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= H_l[k]X_l[k] + Z_l[k] \\ &= H_l[k](S_l[k] + P_l[k]) + Z_l[k] \end{aligned} \quad (6.21)$$

其中， $Y_l[k]$ 和 $Z_l[k]$ 分别表示在第 l 个符号周期中第 k 个子载波的接收信号和噪声， $H_l[k]$ 表示相应的信道频率响应。在这里，假定信道的相干时间或相干带宽为 M ，其中信道响应沿时间轴或频率轴几乎是恒定的。而且，对于长度为 M 的时间或频率间隔，如果设置导频信号恒定不变，那么有

$$\text{时域: } \begin{cases} H_l[k] \approx H_{l+1}[k] \approx \dots \approx H_{l+M-1}[k] \approx H \\ P_l[k] = P_{l+1}[k] = \dots = P_{l+M-1}[k] = P \end{cases} \quad (6.22)$$

或

$$\text{频域: } \begin{cases} H_l[k] \approx H_l[k+1] \approx \dots \approx H_l[k+M-1] \approx H \\ P_l[k] = P_l[k+1] = \dots = P_l[k+M-1] = P \end{cases} \quad (6.23)$$

假设数据信号 $S_l[k]$ 和噪声 $Z_l[k]$ 为均值为零的独立同分布 (i.i.d.) 过程，那么在长度为 M 的

时间或频率间隔内，平均接收信号可以表示为

$$\begin{aligned}
 \text{时域: } E\{Y_l[k]\} &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} Y_{l+m}[k] \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} (H_{l+m}[k] X_{l+m}[k] + Z_{l+m}[k]) \\
 &\approx \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \{H(S_{l+m}[k] + P_{l+m}[k]) + Z_{l+m}[k]\} \approx HP
 \end{aligned} \tag{6.24}$$

或

$$\begin{aligned}
 \text{频域: } E\{Y_l[k]\} &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} Y_l[k+m] \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} (H_l[k+m] X_l[k+m] + Z_l[k+m]) \\
 &\approx \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \{H(S_l[k+m] + P_l[k+m]) + Z_l[k+m]\} \approx HP
 \end{aligned} \tag{6.25}$$

假设式 (6.24) 和式 (6.25) 中的 M 足够大，这样数据信号的平均值近似为零：

$$\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} S_l[k+m] \approx 0$$

利用式 (6.24) 和式 (6.25)，可以得到信道的估计为

$$\hat{H} = \frac{E\{Y_l[k]\}}{P} \tag{6.26}$$

由于不需要额外的导频信号，基于叠加信号的信道估计技术在数据速率方面具有优势。然而，该技术需要额外的功率用于发射导频信号，而且需要较长时间间隔以使平均信号为零。对于移动台 (MS) 快速移动的情况，基于时域叠加信号的信道估计的性能可能会下降，因为较短的相干时间相当于 M 减小了， M 太小会使平均信号不为零。类似地，一个短的相干带宽相当于 M 减小了，所以基于频域叠加信号的信道估计的性能可能会下降。

6.5.2 快速时变信道的信道估计

到目前为止，已经讨论的信道估计方法只适用于信道特征在一个 OFDM 符号周期内不会改变的情况。然而，当 MS 快速移动时，信道会在一个 OFDM 符号周期内快速变化，较长的 OFDM 符号周期会对信道估计的性能产生更加严重的影响。在接收机，时变信道可能会破坏子载波之间的正交性，从而造成子载波间干扰 (ICI)。由于 ICI 的影响，不能用传统的单抽头均衡器进行补偿。本节将讨论时变信道的 ICI 影响^[144-149]。

一个 OFDM 发射符号在时域可以表示为

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \tag{6.27}$$

通过 L 条路径的无线信道后，相应的接收符号可以表示为

$$y[n] = \sum_{i=0}^{L-1} h_i[n] x[n - \tau_i] + w[n] \tag{6.28}$$

其中， $h_i[n]$ 和 τ_i 分别表示时变信道的第 i 条路径的脉冲响应和时延， $w[n]$ 表示一个加性高斯白噪声。对 $\{y[n]\}$ 采用 FFT 得到频域的接收信号：

$$\begin{aligned}
 Y[k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{L-1} X[m] H_i[k-m] e^{-j2\pi im/N} + W[k], \quad k = 0, 1, \dots, N-1
 \end{aligned} \tag{6.29}$$

其中, $W[k]$ 和 $H_i[k]$ 分别表示 $w[n]$ 和脉冲响应 $\{h_i[n]\}$ 的傅里叶变换^[145]。 $H_i[k]$ 能够表示为

$$H_i[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_i[n] e^{-j2\pi kn/N} \tag{6.30}$$

定义频域信号向量:

$$Y = \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} X[0] \\ X[1] \\ \vdots \\ X[N-1] \end{bmatrix}, \quad W = \begin{bmatrix} W[0] \\ W[1] \\ \vdots \\ W[N-1] \end{bmatrix}$$

用一个信道矩阵 H 来表示信道的影响:

$$H = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \cdots & a_{0,N-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \cdots & a_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1,0} & a_{N-1,1} & \cdots & a_{N-1,N-1} \end{bmatrix}$$

其中, $a_{k,m} = H_0[k-m] + H_1[k-m] e^{-j2\pi m/N} + \dots + H_{L-1}[k-m] e^{-j2\pi m(L-1)/N}$, $m, k = 0, 1, \dots, N-1$ 。

这样, 式 (6.29) 可以表示成矩阵-向量形式:

$$Y = HX + W \tag{6.31}$$

如果在一个 OFDM 符号周期内信道脉冲响应 $h_i[n]$ 保持恒定, 那么信道矩阵 H 是对角矩阵, 满足 $a_{k,m} = 0$, $\forall k \neq m$ 。在这种情况下, 能够用一个简单的均衡器轻松地恢复发射信号:

$$X = H^{-1}Y \tag{6.32}$$

如果 $h_i[n]$ 在一个 OFDM 符号周期内变化, 那么 H 将不再是对角矩阵, 这使得式 (6.31) 很难求解。然而, 如果信道是慢速时变的, 那么能够用一条直线近似 $h_i[n]$ 。图 6.11 (a) 能够说明这一点, 图中的三条路径信道是通过 Jake 模型仿真得到的, 分别对应三个不同的多普勒频率(20Hz, 50Hz, 100Hz)。图 6.11 (b) 显示了相应的频率响应, 其中大部分能量集中在直流分量附近。ICI 随着多普勒频率的增加而增加。在信道频率响应的大部分能量集中在直流分量附近的情况下, 信道的频率响应矩阵 H 可以近似为大小为 q 的带状矩阵:

$$H = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \cdots & a_{0,q/2} & 0 & 0 & 0 \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ a_{q/2,0} & \vdots & \cdots & \ddots & \ddots & \ddots & a_{N-1-q/2,N-1} \\ 0 & \vdots & \cdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & a_{N-2,N-2} & a_{N-2,N-1} \\ 0 & 0 & 0 & a_{N-1,N-1-q/2} & \cdots & a_{N-1,N-2} & a_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \tag{6.33}$$

其中

$$a_{k,m} = 0, \quad |k-m| \geq q/2 \tag{6.34}$$

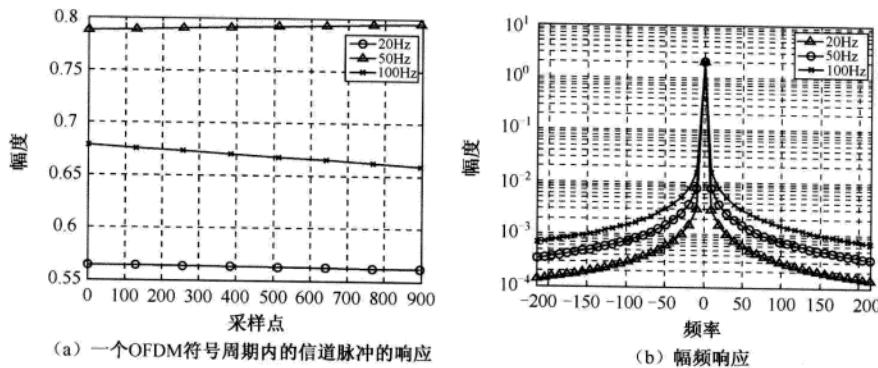


图 6.11 慢速时变环境中的信道特点

q 表示引起主要 ICI 的子载波数。如果 \mathbf{H} 是一个 $q = N$ 的稀疏矩阵, 那么可以将其转化为块对角矩阵。在这种情况下, 通过逐块运算可以更容易地得到其逆矩阵, 与直接对一个完整矩阵求逆相比, 其计算复杂度更低^[145]。

为了补偿快衰落信道中 ICI 的影响, 需要对信道的频率响应 \mathbf{H} 有一个准确的估计。尽管对时变信道的估计已经有了广泛研究, 但大部分的估计技术都是在有限条件下得到和证明的^[144, 147–149], 需要进一步研究在快速衰落信道环境中的数据传输问题。

6.5.3 基于 EM 算法的信道估计

最大期望 (Expectation Maximization, EM) 算法用来处理影响输出结果的未知因素, 现已被广泛应用于各个领域, 如信号处理、遗传学、计量经济学、临床和社会学的研究。基于 EM 的信道估计是一种迭代技术, 用于找到信道的最大似然 (ML) 估计^[150–155]。由于在无法获得发射符号时, 还能实现信道估计, 所以基于 EM 算法的信道估计技术被划分为半盲方法。本节将介绍文献 [151, 153, 154] 中基于 EM 算法的信道估计技术。

假设 X 是一个 C 进制符号, $X \in \{X_1, X_2, \dots, X_C\}$, 其中 X_i 表示星座图中的第 i 个符号。某一子载波上的接收信号可以表示为

$$Y = H \cdot X + Z \quad (6.35)$$

给定 H 和 X , Y 的条件 PDF 可表示为

$$f(Y|H, X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}|Y - H \cdot X|^2\right) \quad (6.36)$$

假设以相同的概率 $1/C$ 发射 $\{X_i\}_{i=1}^C$, 那么给定 H 时 Y 的条件 PDF 为

$$f(Y|H) = \sum_{i=1}^C \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}|Y - H \cdot X_i|^2\right) \quad (6.37)$$

假设信道在 D 个 OFDM 符号周期内不变, 那么可以用向量形式表示这些发射和接收符号:

$$\mathbf{Y} = [Y^1, Y^2, \dots, Y^D]^T \quad (6.38)$$

$$\mathbf{X} = [X^1, X^2, \dots, X^D]^T \quad (6.39)$$

在 EM 算法中, 因为发射的数据 \mathbf{X} 隐藏在观测数据 \mathbf{Y} 之中, 所以 \mathbf{Y} 被称为“不完整”的数据。此外, (\mathbf{Y}, \mathbf{X}) 被称为“完整”的数据, 因为它包括了观测数据 \mathbf{Y} 和潜在的数据 \mathbf{X} 。因为使用“不完整”的数据难以估计出信道, 所以需要将“不完整”数据的 PDF 转化为“完整”数据的 PDF。

“不完整”数据的 PDF 为

$$f(\mathbf{Y}|\mathbf{H}, \mathbf{X}) = \prod_{d=1}^D f(Y^d|\mathbf{H}, \mathbf{X}^d) \quad (6.40)$$

也可以用对数似然函数将上式表示为

$$\log f(\mathbf{Y}|\mathbf{H}, \mathbf{X}) = \sum_{d=1}^D \log_{10} f(Y^d|\mathbf{H}, \mathbf{X}^d) \quad (6.41)$$

与此同时, 可以用对数似然函数将“完整”数据的 PDF 重新表示为

$$\log f(\mathbf{Y}, \mathbf{X}|\mathbf{H}) = \sum_{d=1}^D \log_{10} \left\{ \frac{1}{C} f(Y^d|\mathbf{H}, \mathbf{X}^d) \right\} \quad (6.42)$$

在传统的 ML 算法中, 通过最大化式 (6.37) 中的似然函数 $f(\mathbf{Y}|\mathbf{H})$, 实现对 \mathbf{H} 的估计。然而, 由于它是指数函数的求和项, 所以很难得到 \mathbf{H} 的闭式解。在 EM 算法中, 通过迭代方式增加式 (6.42) 中的似然函数, 以此实现对 \mathbf{H} 的估计。实际上, EM 算法由两个迭代步骤组成: 计算期望值 (E 步骤) 和最大化 (M 步骤)。在 E 步骤中, 给定 \mathbf{Y} 和 \mathbf{H} 的最新估计值, 计算 \mathbf{H} 的对数似然函数关于 \mathbf{X} 的期望值:

$$\begin{aligned} Q(H|H^{(p)}) &\triangleq E_X \left\{ f(\mathbf{Y}, \mathbf{X}|\mathbf{H}) \middle| \mathbf{Y}, H^{(p)} \right\} \\ &= \sum_{i=1}^C \sum_{d=1}^D \log_{10} \left\{ \frac{1}{C} f(Y^d|\mathbf{H}, \mathbf{X}_i) \right\} \frac{f(Y^d|H^{(p)}, \mathbf{X}_i)}{C f(Y^d|H^{(p)})} \end{aligned} \quad (6.43)$$

其中, $H^{(p)}$ 表示 \mathbf{H} 的最新估计值。在 E 步骤中, 对式 (6.42) 中“完整”数据的对数似然函数在 D 个 OFDM 符号上取平均。在随后的 M 步骤中, 在所有可能的 \mathbf{H} 中, 找到使式 (6.43) 取最大值的 \mathbf{H} 作为 $H^{(p+1)}$ 。更具体地, 求式 (6.43) 关于 \mathbf{H} 导数并令导数为零, 可以得到以下结果^[154]:

$$\begin{aligned} H^{(p+1)} &= \arg \max_H Q(H|H^{(p)}) \\ &= \left[\sum_{i=1}^C \sum_{d=1}^D |X_i|^2 \frac{f(Y^d|H^{(p)}, \mathbf{X}_i)}{C f(Y^d|H^{(p)})} \right]^{-1} \times \left[\sum_{i=1}^C \sum_{d=1}^D |Y^d X_i^*| \frac{f(Y^d|H^{(p)}, \mathbf{X}_i)}{C f(Y^d|H^{(p)})} \right] \end{aligned} \quad (6.44)$$

其中, $f(Y^d|H^{(p)}, \mathbf{X}_i)$ 和 $f(Y^d|H^{(p)})$ 分别由式 (6.36) 和式 (6.37) 给出。注意式 (6.44) 可以看做一个加权的 LS 解, 其中用估计的互相关函数除以估计的自相关函数, 并且用相应的 PDF 加权每个相关函数。

当可用数据不完整时, EM 算法是特别有用的信道估计方法。在输入 (训练) 信号无法获得或不充分的情况下, 不完整的数据可能会出现问题。例如, 在 MIMO-OFDM 系统中, 需要利用发射天线和接收天线之间的信道状态信息进行相干解码。然而, 因为每个 OFDM 子载波的接收信号是来自不同发射天线信号的叠加, 所以不能使用传统的信道估计技术。EM 算法可以将一个多输入信道的估计问题转化为一些单输入信道的估计问题。此外, 位于小区边缘的 MS 会受到小区间干扰, 此时 EM 算法将是非常有用的信道估计方法。在这种情况下, MS 接收到的是来自相邻基站 (BS) 的叠加信号, 而且对于 MS 来说是未知的。只要信道在 D 个符号周期内是时不变的, 通过对额外接收的数据使用 EM 算法就能改善小区边缘的性能。

尽管 EM 算法具有很多优点, 但是它不能直接应用于 MIMO-OFDM 系统的信道估计, 因为 EM 算法的计算复杂度随发射信号数量或星座点数量的增加呈指数升高。此外, EM 算法不能用于时变信道。现在已经有一些研究尝试降低计算的复杂度或改善 EM 算法的性能。例如, 判决

反馈 EM (DEM) 估计技术将 EM 算法和判决反馈信道估计相结合, 降低了针对慢时变信道的计算复杂度^[152]。

6.5.4 盲信道估计

利用接收信号的统计特性, 可以在不依靠前导或导频信号的情况下进行信道估计。显然盲信道估计技术具有负荷小的优势。然而, 它往往需要大量的接收信号来提取统计特性。此外, 盲信道估计技术的性能通常比使用训练信号的传统信道估计技术差。作为一种盲信道估计技术, Bussgang 算法被广泛应用于单载波传输系统^[156~159]。Bussgang 算法由一个滤波器、零记忆非线性估计器和自适应算法组成。根据零记忆非线性估计器的构成方式, Bussgang 算法又可分为 Sato 算法、恒模算法 (Constant Modulus Algorithm, CMA) 和 Godard 算法。然而, 在 OFDM 系统中, 很少使用 Bussgang 算法, 因为很难找到一个合适的非线性估计器。

基于子空间的信道估计技术是另一种适用于 OFDM 系统的盲信道估计技术^[158, 160~162]。接收信号空间可以分为信号子空间和噪声子空间, 而且噪声子空间与信号子空间相互正交。利用接收信号的正交性和二阶统计特性可以推导出该技术。然而, 为了分离信号子空间和噪声子空间, 需要计算接收信号的相关性以及进行特征值分解, 因此基于子空间的信道估计技术具有很高的计算复杂度。而且, 估计接收信号的统计特性需要大量的接收信号 (即大量的方程)。人们已经研究了用于子空间信道估计的不同方法, 如通过采样增加方程数量或应用满秩的预编码矩阵。

7 章

PAPR 减小

在 OFDM 系统中，经 IFFT 运算之后所有的子载波相加，所以时域的发射信号会有很高的峰值。因此，与单载波系统相比，OFDM 系统有很高的峰值-平均功率比 (Peak to Average Power Ratio, PAPR)。事实上，高 PAPR 既降低了发射机功率放大器的效率，也降低了数/模转换器 (Analog to Digital Converter, ADC) 和模/数转换器 (Digital to Analog Converter, DAC) 的信号量化噪声比 (Signal to Quantization Noise Ratio, SQNR)，所以它是 OFDM 系统中最不利的因素之一。功率放大器的效率对于电池功率有限的移动终端来说非常关键，因此上行链路中的 PAPR 问题更加重要。

7.1 PAPR 的介绍

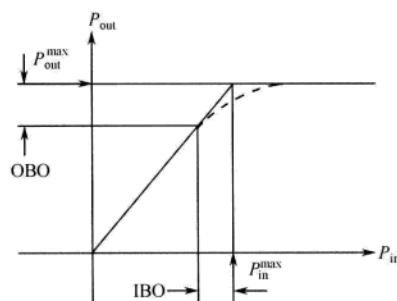


图 7.1 HPA 的输入-输出特性

一般来说，由于放大器的饱和特性（由于输入信号大于放大器的标称值），即使是线性放大器也会在输出端产生非线性失真。图 7.1 显示了高功率放大器 (High Power Amplifier, HPA) 的输入-输出特性。当给定最大的输入功率 P_{in}^{max} 时，相应的最大输出功率限定为 P_{out}^{max} 。如图 7.1 所示，为了使放大器工作在线性区域，输入功率必须回退。用输入回退 (Input Back Off, IBO) 或输出回退 (Output Back Off, OBO) 来描述非线性区域^[163]：

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{in}^{max}}{P_{in}}, \quad OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{out}^{max}}{P_{out}} \quad (7.1)$$

注意，由较大输入引起的 HPA 非线性会引起带外辐射和带内失真。带外辐射会影响相邻频带内的信号，带内失真会使接收信号产生旋转、衰减和位移^[164]。

7.1.1 PAPR 的定义

考虑复数据序列 $\{a[n]\}$ 的脉冲幅度调制 (Pulse Amplitude Modulation, PAM) 基带信号：

$$\tilde{s}(t) = \sum_k a[n] g(t - kT_s) \quad (7.2)$$

其中, $g(t)$ 为符号发射脉冲, T_s 为符号周期。图 7.2 显示了对应于式 (7.2) 的 PAM 发射机, 其中通频带正交调制器的输出可以表示为

$$s(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ (\tilde{s}_I(t) + j\tilde{s}_Q(t)) e^{j2\pi f_c t} \} \quad (7.3)$$

其中, $\tilde{s}_I(t)$ 与 $\tilde{s}_Q(t)$ 分别表示 PAM 复基带信号 $\tilde{s}(t)$ 的同相和正交分量, 即 $\tilde{s}(t) = \tilde{s}_I(t) + j\tilde{s}_Q(t)$ ^[1]。

接下来, 定义几种术语来描述式 (7.2) 和式 (7.3) 中的功率特性。

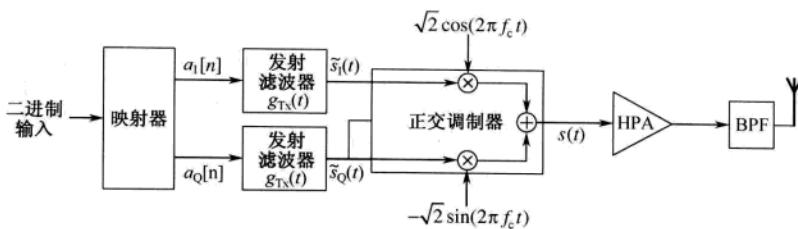


图 7.2 PAM 发射机

1. 峰值-平均包络功率比

峰值-平均包络功率比 (Peak to Mean Envelope Power Ratio, PMEPR) 是复基带信号 $\tilde{s}(t)$ 包络的最大功率与平均功率之比^[165]:

$$\operatorname{PMEPR} \{ \tilde{s}(t) \} = \frac{\max | \tilde{s}(t) |^2}{E \{ | \tilde{s}(t) |^2 \}} \quad (7.4)$$

2. 峰值包络功率

峰值包络功率 (Peak Envelope Power, PEP) 是复基带信号 $\tilde{s}(t)$ 的最大功率^[165]:

$$\operatorname{PEP} \{ \tilde{s}(t) \} = \max | \tilde{s}(t) |^2 \quad (7.5)$$

在平均功率归一化的情况下 (即 $E \{ | \tilde{s}(t) |^2 \} = 1$), PMERP 等于 PEP。

3. 峰值-平均功率比

峰值-平均功率比 (PAPR) 是复通频带信号 $s(t)$ 的最大功率与最小功率之比^[165]:

$$\operatorname{PAPR} \{ \tilde{s}(t) \} = \frac{\max | \operatorname{Re} \{ \tilde{s}(t) e^{j2\pi f_c t} \} |^2}{E \{ | \operatorname{Re} \{ \tilde{s}(t) e^{j2\pi f_c t} \} |^2 \}} = \frac{\max | s(t) |^2}{E \{ | s(t) |^2 \}} \quad (7.6)$$

通过定义波峰因数 (Crest Factor, CF), 可以按照幅度形式描述上面的功率特性

$$\text{通频带: } \text{CF} = \sqrt{\operatorname{PAPR}} \quad (7.7a)$$

$$\text{基带: } \text{CF} = \sqrt{\operatorname{PMEPR}} \quad (7.7b)$$

在具有 N 个子载波的 PSK/OFDM 系统中, 当 N 个子载波都以相同的相位相加时, 信号出现最大功率。假设 $E \{ | s(t) |^2 \} = 1$, 这时 $\operatorname{PAPR} = N$, 即最大功率等于 N 倍的平均功率。当 $M > 4$ 时,

M-QAM 比 M-PSK 的 PAPR 大。此外，当 N 增大时，信号出现最大功率的可能性降低^[166]。例如，在 MPSK/OFDM 系统中，假设在 M^N 个 OFDM 信号中有 M^2 个具有最大的功率，那么最大 PAPR 出现的可能性为 $M^2/M^N = M^{2-N}$ 。因此，在 $N=64$ 的 QPSK/OFDM 系统中，最大 PAPR 出现的可能性为 4.7×10^{-38} ^[167]。换句话说，很少出现最大的 PAPR。

然而，这里更关注信号功率超出 HPA 线性范围的概率。为此，首先考虑 IFFT 模块的输出信号分布。根据中心极限定理，当 N 点 IFFT 的输入信号相互独立且幅度有限时（对于 QPSK 和 QAM 调制服从均匀分布），对于足够大的子载波数，（在发射机经过 IFFT 后）时域复 OFDM 信号 $s(t)$ 的实部和虚部都渐进服从高斯分布。因此，OFDM 信号 $s(t)$ 的幅度服从瑞利分布。令 $\{Z_n\}$ 表示复采样 $\{s(nT_s/N)\}_{n=0}^{N-1}$ 的幅度。假设 $s(t)$ 的平均功率等于 1，即 $E\{|s(t)|^2\}=1$ ，那么 $\{Z_n\}$ 是独立同分布的瑞利随机变量，概率密度函数（PDF）为

$$f_{Z_n}(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} = 2ze^{-z^2}, \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (7.8)$$

其中， $E\{Z_n^2\}=2\sigma^2=1$ 。最大的 Z_n 相当于式（7.7）中定义的 CF。令 Z_{\max} 表示 CF，即 $Z_{\max} = \max_{n=0,1,\dots,N-1} Z_n$ 。 Z_{\max} 的累积分布函数（CDF）为

$$\begin{aligned} F_{Z_{\max}}(z) &= P(Z_{\max} < z) \\ &= P(Z_0 < z) \cdot P(Z_1 < z) \cdots P(Z_{N-1} < z) \\ &= \left(1 - e^{-z^2}\right)^N \end{aligned} \quad (7.9)$$

其中， $P(Z_n < z) = \int_0^z f_{Z_n}(x) dx, \quad n=0,1,2,\dots,N-1$ 。为了得到 CF 超过 Z 的概率，这里考虑互补 CDF（Complementary CDF，CCDF）：

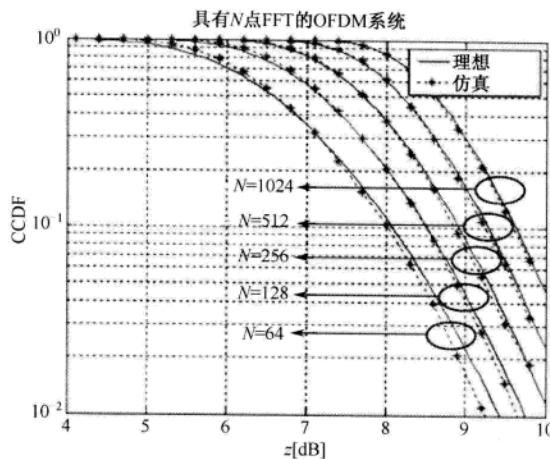
$$\begin{aligned} \tilde{F}_{Z_{\max}}(z) &= P(Z_{\max} > z) \\ &= 1 - P(Z_{\max} \leq z) \\ &= 1 - F_{Z_{\max}}(z) \\ &= 1 - \left(1 - e^{-z^2}\right)^N \end{aligned} \quad (7.10)$$

式（7.9）和式（7.10）是在假设 N 个采样相互独立且 N 足够大的情况下得到的，因此对于带宽有限或过采样信号，式（7.9）和式（7.10）不再成立。这是因为采样信号不一定包含连续时间信号的最大点。由于很难得到过采样信号准确的 CDF，因此使用下面简化了的 CDF：

$$F_Z(z) \approx \left(1 - e^{-z^2}\right)^{\alpha N} \quad (7.11)$$

其中，通过将理论的 CDF 拟合为实际的 CDF 来确定 α ^[168]。由仿真结果可知对于足够大的 N ， $\alpha = 2.8$ 比较合适。

图 7.3 显示了当 $N=64, 128, 256, 512, 1024$ 时，OFDM 信号的理论 CCDF 和仿真 CCDF。运行程序 7.1（“plot_CCDF.m”）可以得到图 7.3。程序 7.1 调用程序 7.2（“PAPR()”）来计算 PAPR，调用程序 7.3（“mapper()”）来实现 PSK/QAM 调制。当 N 变小时，仿真结果偏离理论值，这说明只有当 N 足够大时，式（7.11）才是精确的。

图 7.3 OFDM 信号的 CCDF: $N=64, 128, 256, 512, 1024$

MATLAB 程序: OFDM 信号的 CCDF

程序 7.1 “plot_CCDF.m”，绘制 OFDM 信号的 CCDF

```
% plot_CCDF.m
% 绘制图 7.3 中的 CCDF 曲线
clear all; clc; clf
Ns = 2.^[6:10]; b = 2;
M = 2^b; Nblk = 1e3;
zdBs = [4:0.1:10];
N_zdBs = length(zdBs);
CCDF_formula = inline('1-((1-exp(-z.^2/(2*s2))).^N)', 'N', 's2', 'z'); % 式 (7.9)
for n = 1 : length(Ns)
    N = Ns(n);
    x = zeros(Nblk, N);
    sqN=sqrt(N);
    for k = 1 : Nblk
        X = mapper(b, N);
        x(k,:) = ifft(X, N)*sqN;
        CFx(k) = PAPR(x(k,:));
    end
    s2 = mean(mean(abs(x)))^2/(pi/2);
    CCDF_theoretical = CCDF_formula(N, s2, 10.^zdBs/20);
    for i = 1 : N_zdBs
        CCDF_simulated(i) = sum(CFx>zdBs(i))/Nblk;
    end
    semilogy(zdBs, CCDF_theoretical, 'k-')
    hold on, grid on
    semilogy(zdBs(1:3:end), CCDF_simulated(1:3:end), 'k:*)
end
```

```
axis([zdBs([1 end]) 1e-2 1])
title('OFDM system with N-point FFT')
xlabel('PAPR0[dB]')
ylabel('CCDF=Probability(PAPR>PAPR0)')
legend('Theoretical','Simulated')
```

程序 7.2 “PAPR0”，计算 CCDF

```
function [PAPR_dB, AvgP_dB, PeakP_dB] = PAPR(x)
% PAPR_dB : PAPR[dB]
% AvgP_dB : 平均功率[dB]
% PeakP_dB : 最大功率[dB]
Nx = length(x);
xI = real(x);
xQ = imag(x);
Power = xI.*xI + xQ.*xQ;
PeakP = max(Power);
PeakP_dB = 10*log10(PeakP);
AvgP = sum(Power)/Nx;
AvgP_dB = 10*log10(AvgP);
PAPR_dB = 10*log10(PeakP/AvgP);
```

程序 7.3 “mapper()”，PSK/QAM 调制

```
function [modulated_symbols,Mod] = mapper(b,N)
% 如果给定 N, 那么生成 N 个 2^b-PSK/QAM 随机调制符号
% 否则, 为 [0, 2^b-1] 生成 2^b-PSK/QAM 符号
M = 2^b;    % 调制阶数或符号集大小
if b == 1
    Mod = 'BPSK';
    A = 1;
    mod_object = modem.pskmod('M',M);
elseif b == 2
    Mod = 'QPSK';
    A = 1;
    mod_object = modem.pskmod('M',M,'PhaseOffset',pi/4);
else
    Mod = [num2str(2^b) 'QAM'];
    Es = 1;
    A = sqrt(3/2/(M-1)*Es);
    mod_object = modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','gray');
end
if nargin == 2    % 生成 N 个随机的 2^b-PSK/QAM 调制符号
    modulated_symbols = A*modulate(mod_object,randint(1,N,M));
else
    modulated_symbols = A*modulate(mod_object,[0:M-1]);
end
```

作为特例，在研究 OFDM 信号的 PAPR 分布之前，首先研究单载波（ $N=1$ ）的情况。可以利用程序 7.4（“single_carrier_PAPR.m”）来计算基带和通频带信号的 CCDF。运行程序 7.4 可以得到图 7.4 (a) 和图 7.4 (b)，分别显示了 QPSK 调制基带信号和通频带信号（载波频率 $f_c=1$ Hz，过采样因子 $L=8$ ）。在图 7.4 (a) 中，基带信号的平均功率和峰值功率相同，因此它的 PAPR 是 0 dB。同时，在图 7.4 (b) 中，通频带信号的 PAPR 是 3.01 dB。注意，单载波信号的 PAPR 随载波频率 f_c 的变化而变化。因此，为了准确测量单载波系统的 PAPR，必须考虑通频带信号的载波频率。总之，单载波系统的 PAPR 可以由调制方案直接预测，而且不会很大，这与 OFDM 系统不同。

7.1.2 节中将详细描述 OFDM 信号的 PAPR 特点。

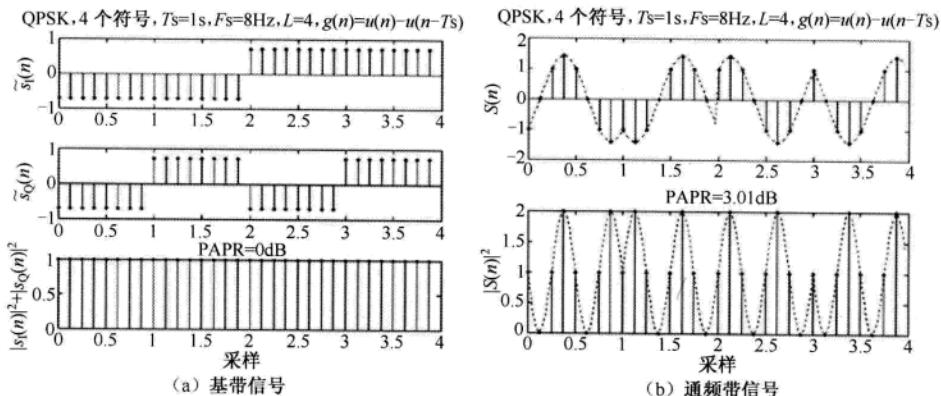


图 7.4 QPSK 调制符号的基带/通频带信号

MATLAB 程序：单载波信号的 PAPR 分析

程序 7.4 “single_carrier_PAPR.m”，计算单载波基带/通频带信号的 PAPR

```
% single_carrier_PAPR.m
clear, figure(1), clf
Ts = 1; % 采样周期
L = 8; % 过采样因子
Fc = 1; % 载波频率
b = 2;
M = 2^b; % 调制阶数或符号集大小
[X, Mod] = mapper(b); % 为 [0:M-1] 生成 M-PSK/QAM 符号
L_ = L*4; % 过采样因子，使信号看上去像连续时间信号
[xt_pass_, time_] = modulation(X,Ts,L_,Fc); % 连续时间
[xt_pass, time] = modulation(X,Ts,L,Fc); % L 倍过采样
for i_s = 1 : M
    xt_base(L*(i_s-1)+1:L*i_s) = X(i_s)*ones(1,L);
end
PAPR_dB_base = PAPR(xt_base);
subplot(311)
stem(time,real(xt_base),'k.')
hold on, xlabel('S_{\{I\}}')
subplot(312)
```

```

stem(time,imag(xt_base),'k.')
hold on, ylabel('S_{Q}')
subplot(313)
stem(time,abs(xt_base).^2,'k.')
hold on
title(['PAPR = ' num2str(round(PAPR_dB_base*100)/100) 'dB'])
xlabel ('samples')
ylabel('|S_{I}(n)|^2+|S_{Q}(n)|^2')
figure(2), clf
PAPR_dB_pass = PAPR(xt_pass);
subplot(211)
stem(time,xt_pass,'k.'), hold on
plot(time_xt_pass_, 'k:')
ylabel('S(n)')
subplot(212)
stem(time_xt_pass.*xt_pass,'r.'), hold on
plot(time_xt_pass_*xt_pass_, 'k:')
title(['PAPR = ' num2str(round(PAPR_dB_pass*100)/100) 'dB'])
xlabel('samples')
ylabel('|S(n)|^2')
% 基带/通频带信号的 PAPR
PAPRs_of_baseband_passband_signals = [PAPR_dB_base; PAPR_dB_pass]

```

程序 7.5 “modulation()”，调制和过采样

```

function [s,time] = modulation(x,Ts,Nos,Fc)
% 调制 x(n*Ts)
% Ts : x[n]的采样周期
% Nos : 过采样因子
% Fc : 载波频率
Nx = length(x);
offset = 0;
if nargin < 5
    scale = 1;    % 基带信号放缩
    T = Ts/Nos;  % 基带信号过采样周期
else
    scale = sqrt(2); % 通频带信号放缩
    T = 1/Fc/2/Nos; % 通频带信号过采样周期
end
t_Ts = [0:T:Ts-T];    % 一个采样间隔
time = [0:T:Nx*Ts-T]; % 整个间隔
tmp = 2*pi*Fc*t_Ts+offset;
len_Ts = length(t_Ts);
cos_wct = cos(tmp)*scale;
sin_wct = sin(tmp)*scale;
for n = 1 : Nx
    s((n-1)*len_Ts+1:n*len_Ts) = real(x(n))*cos_wct-imag(x(n))*sin_wct;
end

```

7.1.2 OFDM 信号的分布

图 7.5 显示了 OFDM 系统的端到端框图。在发射机，对于已调的 PSK 或 QAM 数据符号序列 $\{X[k]\}$ ，经 IFFT 的离散时间信号 $\{x[n]\}$ 可以表示为

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{j2\pi}{N} kn} \quad (7.12)$$

换句话说，将 N 个离散时间信号 $\{e^{j2\pi kn/N}\}$ 相加得到 $\{x[n]\}$ ，其中的每一个信号对应不同的正交子载波，第 k 个子载波被数据符号 $X[k]$ 调制。

运行程序 7.6（“OFDM_signal.m”）可以得到图 7.6，其中为了近似连续时间信号，过采样因子取 $L=16$ 。图 7.6(a) 显示了 $N=8$ 、QPSK 调制情况下的每一个子载波的时域信号 $X[k]e^{j2\pi kn/N}$ 、它们的和信号 $x[n]$ ，以及连续时间信号 $x(t)$ 。从图 7.6(a) 可以清楚地看到 OFDM 信号的 PAPR 特点。总的来说，当 N 增大时，PAPR 变得更加明显。此外，图 7.6(b) 显示了 $N=16$ 时 $|x[n]|$ 的分布，包括其实部和虚部的分布。该图再次显示了 OFDM 信号的 PAPR 特点。从图 7.6 中可以看到， $x[n]$ 的实部和虚部服从高斯分布，而 $|x[n]|$ 或 $|x(t)|$ 服从瑞利分布，这与 7.1.1 中讨论的一致。

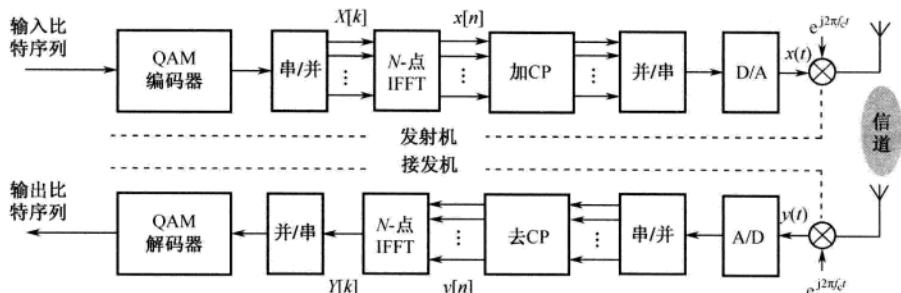


图 7.5 OFDM 系统框图

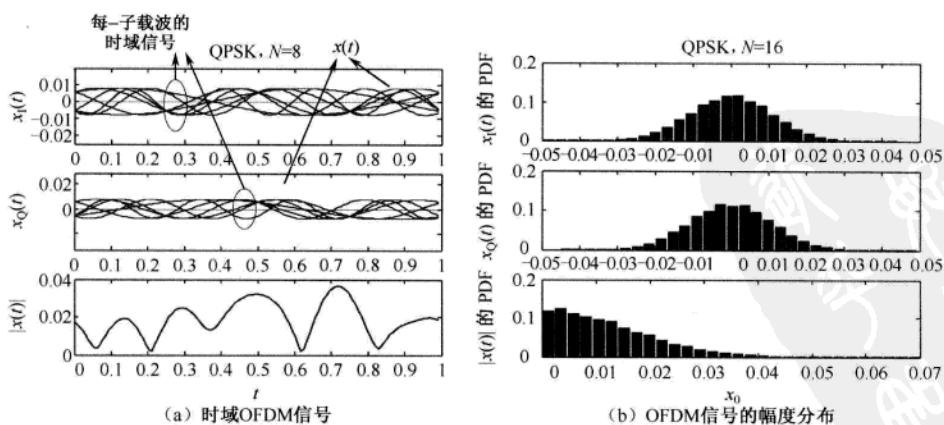


图 7.6 时域 QPSK/OFDM 信号的特点： $N=8, 16$

MATLAB 程序：时域 OFDM 信号的概率分析

程序 7.6 “OFDM_signal.m”，得到时域 OFDM 信号和它的 PDF

```
% OFDM_signal.m
clear
N = 8; b = 2;
M = 2^b; L = 16;
NL = N*L; T = 1/NL;
time = [0:T:1-T];
[X,Mod] = mapper(b,N); % N=8、QPSK 符号
X(1) = 0+j*0; % 没有 DC 子载波
for i = 1 : N
    if i <= N/2
        x = ifft([zeros(1,i-1) X(i) zeros(1,NL-i+1)],NL);
    else
        x = ifft([zeros(1,NL-N+i-1) X(i) zeros(1,N-i)],NL);
    end
    xI(i,:) = real(x);
    xQ(i,:) = imag(x);
end
sum_xI = sum(xI);
sum_xQ = sum(xQ);
figure(1), clf
subplot(311)
plot(time,xI,'k','linewidth',1), hold on
plot(time,sum_xI,'b','linewidth',2)
ylabel('x_I(t)')
axis([0 1 min(sum_xI) max(sum_xI)])
subplot(312)
plot(time,xQ,'k','linewidth',1), hold on
plot(time,sum_xQ,'b','linewidth',2)
ylabel('x_Q(t)')
subplot(313)
plot(time,abs(sum_xI+j*sum_xQ),'b','linewidth',2)
hold on
ylabel('|x(t)|'), xlabel('t')
clear('xI'), clear('xQ')
N=2^4;
NL = N*L;
T = 1/NL;
time = [0:T:1-T];
Nhist = 1e3;
N_bin = 30;
for k = 1 : Nhist
    [X,Mod] = mapper(b,N); % 16 个 QPSK 符号，没有 DC 子载波
    X(1) = 0+j*0; % 没有 DC 子载波
```

```

for i = 1 : N
    if (i <= N/2)
        x = ifft([zeros(1,i-1) X(i) zeros(1,NL-i+1)],NL);
    else
        x = ifft([zeros(1,NL-N/2+i-N/2-1) X(i) zeros(1,N-i)],NL);
    end
    xI(i,:) = real(x);
    xQ(i,:) = imag(x);
end
HistI(NL*(k-1)+1:NL*k) = sum(xI);
HistQ(NL*(k-1)+1:NL*k) = sum(xQ);
end
figure(2), clf
subplot(311)
[xId,bin] = hist(HistI,N_bin);
bar(bin,xId/sum(xId),'k')
title(['Mod ', N=' num2str(N)'])
ylabel('pdf of x_{I}(t)')
subplot(312)
[xQd,bin] = hist(HistQ,N_bin);
bar(bin,xQd/sum(xQd),'k')
ylabel('pdf of x_{Q}(t)')
subplot(313)
[xAd,bin] = hist(abs(HistI+j*HistQ),N_bin);
bar(bin,xAd/sum(xAd),'k')
ylabel('pdf of |x(t)|')
xlabel('x_{0}')

```

7.1.3 PAPR 和过采样

式 (7.6) 中的 PAPR 是针对连续时间的通频带信号定义的。由于 f_c 通常远大于 $1/T$ ，因此符号周期为 T 的连续时间基带 OFDM 信号 $x(t)$ 和相应的载波频率为 f_c 的通频带信号 $\tilde{x}(t)$ 具有相同的 PAPR^[167]。然而，离散时间基带信号 $x[n]$ 与连续时间基带信号 $x(t)$ 的 PAPR 有可能不相等。实际上， $x[n]$ 的 PAPR 小于 $x(t)$ 的 PAPR，因为 $x[n]$ 不会取到 $x(t)$ 的所有峰值^[164, 169]。在实际中，只有硬件实现（包括数/模转换）之后才能测量连续时间基带信号的 PAPR。换句话说，不能直接测量连续时间信号的 PAPR。因此，必须有一些能够从离散时间信号 $x[n]$ 估计出 PAPR 的方法。幸运的是，如果对 $x(t)$ 进行 L 倍 ($L \geq 4$) 的插值（过采样），那么 $x[n]$ 与 $x(t)$ 具有相同的 PAPR^[164]。

图 7.7 显示了 L 倍插值器的框图^[170]。在 $x[n]$ 之间插入 $(L-1)$ 个零，得到输出 $w[m]$ ：

$$w[m] = \begin{cases} x[m/L], & m = 0, \pm L, \pm 2L, \dots \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

利用一个低通滤波器 (LPF) 由 $w[m]$ 构建经 L 倍插值的 $x[n]$ 。对于脉冲响应为 $h[m]$ 的 LPF，经 L 倍插值的输出 $y[m]$ 可以表示为

$$y[m] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k]w[m-k] \quad (7.13)$$

图7.8和图7.9显示了过采样过程中的信号及其频谱，其中采样频率为2 kHz，因此实现 $L=4$ 的插值。参考这些信号，图7.5中的IFFT输出信号 $x[n]$ 可以用 L 倍插值的形式表示：

$$x'[m] = \frac{1}{\sqrt{L \cdot N}} \sum_{k=0}^{L \cdot N - 1} X'[k] \cdot e^{j2\pi m \Delta f k / L \cdot N}, \quad m = 0, 1, \dots, NL - 1 \quad (7.14)$$

其中

$$X'[k] = \begin{cases} X[k], & 0 \leq k < N/2, NL - N/2 < k < NL \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7.15)$$

N 、 Δf 和 $X[k]$ 分别表示FFT的大小(或子载波总数)、子载波间隔和子载波 k 上的复符号。

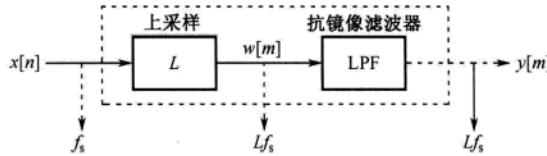


图7.7 L 倍插值器的框图

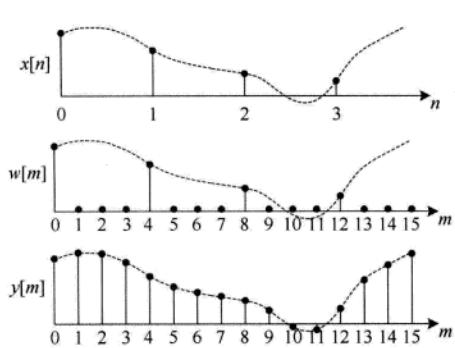


图7.8 $L=4$ 的插值信号

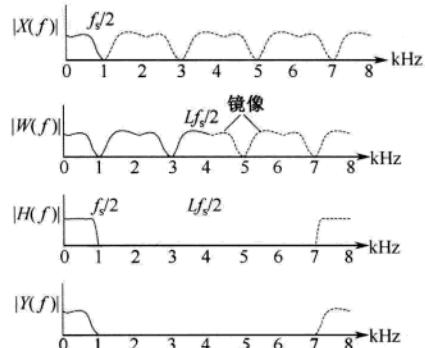


图7.9 $L=4$ 的插值信号的频谱

对于 L 倍的插值信号，重新定义其PAPR为

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{m=0,1,\dots,NL} |x'[m]|^2}{E\{|x'[m]|^2\}} \quad (7.16)$$

为了观察过采样或插值对PAPR的影响，考虑具体序列的PAPR，如Chu序列和IEEE 802.16e前导序列。在文献[171, 172]中，定义Chu序列为

$$X_i(k) = \begin{cases} e^{j\frac{\pi}{N}i^2k}, & N \text{为偶数}, \quad i = 0, 1, L, \dots, N-1, \gcd(k, N) = 1 \\ e^{j\frac{\pi}{N}(i+1)ik}, & N \text{为奇数} \end{cases} \quad (7.17)$$

运行程序7.7(“PAPR_of_Chu.m”)可以得到图7.10(a)。该图显示了在没有过采样和 $L=4$ 过采样的情况下，Chu序列经16点IFFT之后的幅度。有过采样和没有过采样的PAPR分别为0 dB

和 4.27 dB, 这说明不同的采样速率会导致 PAPR 具有明显的差异。运行程序 7.9 (“PAPR_of_preamble.m”) 可以得到图 7.10 (b)。该图显示了 IEEE 802.16e 标准中定义的 114 个前导的 PAPR^[119]。有过采样的 PAPR 比没有过采样的 PAPR 大 0.4 dB 左右。事实上, 由于前导码存在放大功率的问题, 因此最初设计的这些前导码具有低的 PAPR。这就是为什么不同的采样速率并没有使这些序列的 PAPR 明显不同。然而, 对于 Chu 序列, 采样速率的不同通常导致 PAPR 的明显变化。因此, 为了在基带对 PAPR 进行精确的测量, 需要过采样过程。而且需要读者记住的是本章中出现的 PAPR 结果不同于实际中 RF 部分的 PAPR 结果, 因为此处所有的仿真都是针对基带信号进行的。事实上, HPA 前端的通频带信号的 PAPR 通常大于 (RF 滤波和其他处理过程之后) 基带信号的 PAPR。

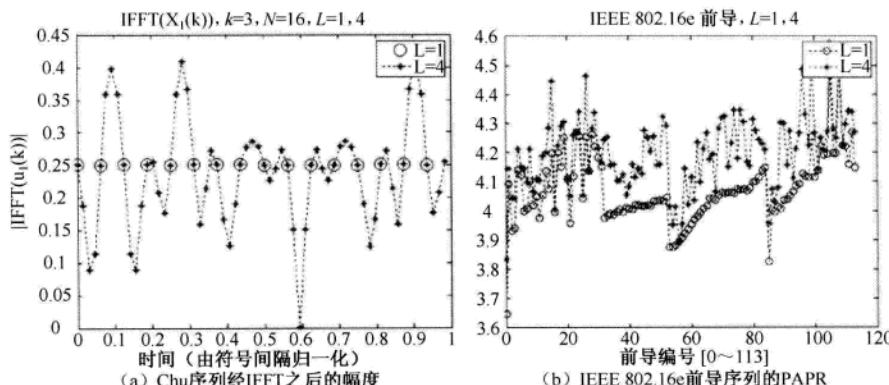


图 7.10 Chu 序列和 IEEE 802.16e 前导序列在时域的 PAPR

MATLAB 程序: Chu 序列和 IEEE 802.16e 前导的 PAPR

程序 7.7 “PAPR_of_Chu.m”, 在时域观察 Chu 序列的 PAPR

```
% PAPR_of_Chu.m
% 画图 7.10(a)
clear, clf
N = 16; L = 4;
i = [0:N-1]; k = 3;
X = exp(j*k*pi/N*(i.*i)); % 式(7.17)
[x,time] = IFFT_oversampling(X,N);
PAPRdB = PAPR(x);
[x_os,time_os] = IFFT_oversampling(X,N,L); % x_os=x_os*L;
PAPRdB_os = PAPR(x_os);
axis([-0.4 0.4 -0.4 0.4]), axis('equal')
plot(0.25*exp(j*pi/180*[0:359]))
plot(time,abs(x),'o', time_os,abs(x_os),'k:*)
PAPRdB_without_and_with_oversampling = [PAPRdB  PAPRdB_os]
title('IFFT(X_1(k), k=3, N=16, L=1,4)')
```

程序 7.8 “IFFT_oversampling()”，IFFT 和过采样（差值）

```
function [xt, time] = IFFT_oversampling(X,N,L)
% 补零（式(7.15)）和 NL 点 IFFT
% =>N 点 IFFT 和过采样因子为 L 的插值
if nargin < 3
    L = 1;
end
NL = N*L;
T = 1/NL;
time = [0:T:1-T];
X = X(:)';
xt = L*ifft([X(1:N/2) zeros(1,NL-N) X(N/2+1:end)], NL);
```

程序 7.9 “PAPR_of_preamble.m”，观察 IEEE 802.16e 前导的 PAPR

```
% PAPR_of_preamble.m
% 画图 7.10 (b) (IEEE 802.16e 前导的 PAPR)
clear, clf
N = 1024;
L = 4;
Npreamble = 114;
n = 0 : Npreamble-1;
for i = 1 : Npreamble
    X = load(['.\Wibro-Preamble\Preamble_sym' num2str(i-1) '.dat']);
    X = X(:,1);
    X = sign(X);
    X = fftshift(X);
    x = IFFT_oversampling(X,N);
    PAPRdB(i) = PAPR(x);
    x_os = IFFT_oversampling(X,N,L);
    PAPRdB_os(i) = PAPR(x_os);
end
plot(n,PAPRdB,'-o', n,PAPRdB_os,:*)
title('IEEE 802.16e preamble, L=1, 4')
```

7.1.4 限幅和 SQNR

如 7.1.1 节中讨论的，对于具有 N 个子载波的 OFDM 符号，当每个子载波分量具有相同的相位，且恰好出现最大幅度时，OFDM 信号具有最大功率。最大功率随着 N 的增大而增大，而且出现最大功率的概率随着 N 的增大而降低。如图 7.6 (b) 所示的时域 OFDM 信号的统计分布也很好地支持了这一观点。减小 PAPR 的一个最简单的方法是将信号的幅度限制在一个固定值。将这个伪最大幅度称为限幅电平，记为 μ 。换句话说，任何幅度超过 μ 的信号都被限制到 μ 。限幅方法在减小 PAPR 的同时有助于提高模/数转换器 (ADC) 的信号与量化噪声比 (SQNR)。

图 7.11 显示了时域 OFDM 信号 $x(t)$ 的实部或虚部可能具有的典型 (高斯) 分布。如果限幅电平低，那么 PAPR 和量化噪声会减小，但是信号会产生限幅失真。如果限幅电平高，则限幅失

真会减少,但是 PAPR 和量化噪声会增大。

在选择限幅电平和量化比特数时,应该考虑限幅失真和量化噪声之间的折中关系。运行程序 7.10 可以得到图 7.12,该图显示了采用 6、7、8 和 9 比特量化 OFDM 信号的 SQNR 与限幅电平(归一化为信号的标准差 σ)的关系曲线,其中不同量化电平下的最大 SQNR 点被涂为黑色。从图 7.12 中可以看到使 SQNR 取最大值的最优限幅电平随量化电平的变化而变化,但是大多数情况下在 4σ 左右。在 SQNR 最大值的左侧,因为设置的限幅电平低,所以主要由限幅失真导致 SQNR 减小。在 SQNR 最大值的右侧,因为设置的限幅电平高,所以主要由量化噪声导致 SQNR 减小。

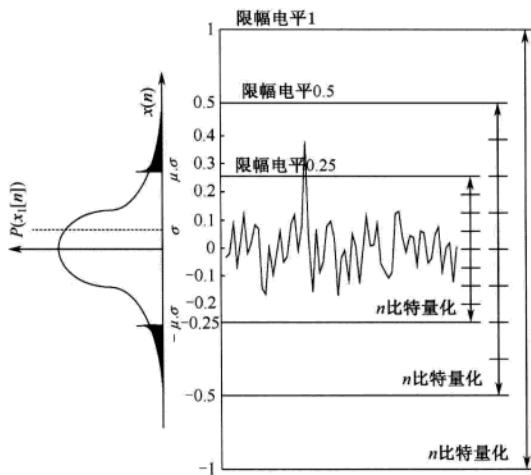


图 7.11 时域OFDM信号实部的概率分布

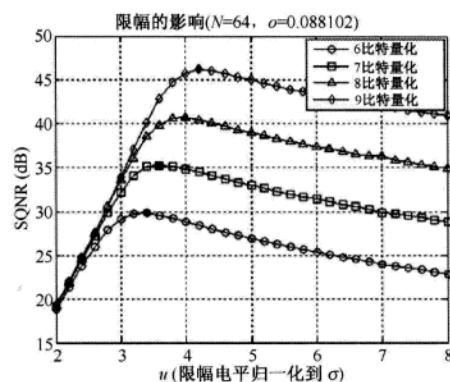


图 7.12 OFDM信号的SQNR与限幅电平的关系曲线

MATLAB 程序: SQNR 与限幅电平

程序 7.10 “SQNR_with_quantization_clipping.m”, 得到 SQNR 和限幅电平的关系

```
% SQNR_with_quantization_clipping.m
% 画图 7.12
clear, clf
N = 64; % FFT 大小
b = 6; % 每个 QAM 符号的比特数
L = 8; % 过采样因子
MaxIter = 1000; % 最大的迭代数
TWLs = [6:9]; % 总字长
IWL = 1; % 整数字长
mus = [2:0.2:8]; % CR 向量
sq2 = sqrt(2);
sigma = 1/sqrt(N); % x 的方差
gss=['ko-';'ks-';'k^-'%;kd-']; % 图形符号
for i = 1 : length(TWLs)
    TWL = TWLs(i); % 总数字长
    FWL = TWL-IWL; % 分数字长
    for m = 1 : length(mus)
        mu = mus(m)/sq2; % 实现 x 的实部和虚部
```

```

% 在下面的 fi()命令中归一化为 1 (不是 1/sqrt(2))
Tx = 0;
Te = 0;
for k = 1 : MaxIter
    X = mapper(b,N);
    x = ifft(X,N);
    x = x/sigma/mu;
    xq = fi(x,1,TWL,FWL,'roundmode','round','overflowmode','saturate');
    % 具有 TWL=FWL+1 的 fi()执行限幅和量化
    xq = double(xq);
    Px = x*x';
    e = x-xq;
    Pe = e*e';
    Tx = Tx + Px; % 信号的总功率
    Te = Te + Pe; % 量化功率
end
SQNRdB(i,m) = 10*log10(Tx/Te);
end
for i = 1 : size(gss,1)
    str(i,:) = [num2str(TWLs(i)) 'bit quantization'];
    plot(mus,SQNRdB(i,:),gss(i,:),'markerfacecolor','r')
    hold on
end
title(['Effect of Clipping (N=' num2str(N) ',\sigma=' num2str(sigma) ')'])
xlabel('mus(clipping level normalized to \sigma)')
ylabel('SQNR[dB]')
legend(str(1,:),str(2,:),str(3,:),str(4,:))
grid on

```

7.2 PAPR减小技术

PAPR减小技术可以分为以下几种：限幅技术、编码技术、加扰技术、自适应预失真技术和DFT扩频技术。

- 限幅技术在峰值附近采用限幅或非线性饱和来减少PAPR。限幅技术实现起来很简单，但它可能会引起带内和带外干扰，同时会破坏子载波之间的正交性。这种特殊的方法包括块放缩（Block-scaling）技术、削波和滤波技术、峰值加窗技术、峰值删除技术、傅里叶映射技术、以及判决辅助重建技术^[168, 173, 174]。
- 编码技术是选择那些能够使PAPR最小或PAPR减小的码字。编码技术不会引起失真，并且不产生带外辐射，但是当编码速率下降时，存在带宽利用率的问题。此外，由于需要查找最佳码字和存储大量用于编码及解码的查询表，这种技术存在复杂度高的问题，特别是当子载波数目较大时^[164]。在编码技术中可以使用Golay互补序列、Reed Muller码、M序列和Hadamard码^[175~184]。

- 加扰技术对输入的 OFDM 数据块进行加扰，并发射具有最小 PAPR 的数据块，从而降低了出现高 PAPR 的概率。尽管这种技术不存在带外功率的问题，但当子载波数目增加时，其频谱效率降低、复杂度升高。此外，加扰技术不能保证 PAPR 低于规定的水平^[185~192]。加扰技术包括选择性映射 (Selective Mapping, SLM) 技术、部分传输序列 (Partial Transmit Sequence, PTS) 技术、音频保留 (Tone Reservation, TR) 技术和音频注入 (Tone Injection, TI) 技术。
- 自适应预失真技术可以补偿 OFDM 系统中高功率放大器 (HPA) 的非线性效应^[193]。它能够以最低的硬件要求 (RAM 和存储器查找编码器)，通过自动修改输入星座图，适应非线性 HPA 的时间变化。通过广播技术和设计适当的训练信号，可以降低自适应性预失真器的收敛时间和 MSE。
- DFT 扩频技术是利用 DFT/IFFT 技术扩展输入信号。DFT 扩频技术可以将 OFDM 信号的 PAPR 降低到单载波传输的水平，对于上行传输中的移动终端特别有用。这种技术被称为单载波 FDMA (Single Carrier-FDMA, SC-FDMA)，在 3GPP-LTE 标准中被用于上行传输^[194~197]。

7.2.1 限幅和滤波

限幅方法是最简单的 PAPR 减小方案，它把发射信号的最大幅度限制在一个预先指定的水平，但是它具有以下缺点：

- 限幅会引起带内信号失真，从而致使 BER 性能下降。
- 限幅会引起带外辐射，从而导致对邻道的干扰。虽然通过滤波可以减少由限幅引起的带外干扰，但是在离散时域以奈奎斯特采样率执行限幅时，滤波可能会影响带内信号的高频分量。然而，如果在 LPF 之前，在离散时域对过采样 ($L \geq 4$) 的 OFDM 信号执行限幅，然后让信号通过带通滤波器 (Band-Pass Filter, BPF)，那么误码率性能的恶化会轻一些^[169]。
- 对限幅的信号滤波可以降低带外辐射，但这会导致峰值再次增大，使滤波后的信号可能超过限幅操作规定的限幅电平^[164]。

图 7.13 显示了基于限幅和滤波的 PAPR 减小方案的框图，其中 L 为过采样因子， N 为子载波数。在这个方案中，由式 (7.15) 的 IFFT 生成 L 倍的过采样离散时间信号 $x'[m]$ ，然后调制载频 f_c 得到通频带信号 $x^p[m]$ 。令 $x_c^p[m]$ 表示限幅后的 $x^p[m]$ ，可以表示为

$$x_c^p[m] = \begin{cases} -A, & x^p[m] \leq -A \\ x^p[m], & |x^p[m]| < A \\ A, & x^p[m] \geq A \end{cases} \quad (7.18)$$

或

$$x_c^p[m] = \begin{cases} x^p[m], & |x^p[m]| < A \\ \frac{x^p[m]}{|x^p[m]|} \cdot A, & \text{其他} \end{cases} \quad (7.19)$$

其中， A 为预先指定的限幅电平。注意，式 (7.19) 可以应用于复基带信号和实通带信号，而式 (7.18) 只能应用于通频带信号。定义限幅比 (Clipping Ratio, CR) 为限幅电平与 OFDM 信号的 RMS (σ) 之比：

$$CR = \frac{A}{\sigma}$$

对于子载波数为 N 的基带信号和通频带信号分别有 $\sigma = \sqrt{N}$ 和 $\sigma = \sqrt{N/2}$ 。

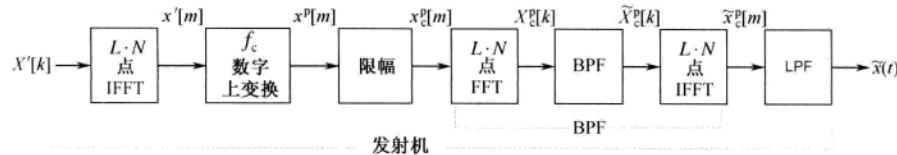


图 7.13 基于限幅和滤波的PAPR减小方案的框图

在一般情况下，PAPR减小方案的性能可以从以下三个方面评价^[173]：

- 带内波动和带外辐射，通过功率谱密度（PSD）观察。
- CF 或 PAPR 的分布，由相应的 CCDF 给出。
- 编码和非解码的 BER 性能。

表 7.1 给出了在程序 7.11 和程序 7.12 中使用的仿真参数值。运行程序 7.11 (“PDF_of_clipped_and_filtered_OFDM_signal.m”) 可以得到图 7.14 和图 7.15。图 7.14 显示了在仿真中使用的等波纹通频带 FIR 滤波器的脉冲响应和频率响应，其中采样频率为 $f_s = 8$ MHz，阻带和通带边缘频率向量分别是 [1.4, 2.6] MHz 和 [1.5, 2.5] MHz；为了使阻带衰减约为 40 dB，设置抽头数为 104。图 7.15 显示了利用表 7.1 给出的参数值对 OFDM 信号 $x'[m]$ 进行限幅和滤波的仿真结果。图 7.15(a)~图 7.15(d) 分别显示了过采样基带信号 $x'[m]$ 及其功率谱、过采样通频带信号 $x^p[m]$ 的直方图（相当于 PDF）和功率谱、限幅后的通频带信号 $x_c^p[m]$ 的直方图（相当于 PDF）和功率谱、滤波后的信号 $\tilde{x}_c^p[m]$ 的直方图（相当于 PDF）和功率谱。从图 7.15 (b) 可以看出 OFDM 信号近似服从高斯分布。图 7.15 (c) 表明限幅后的信号幅度低于限幅电平。图 7.15 (d) 表明滤波后的信号峰值超过限幅电平。比较图 7.15 (c) 和图 7.15 (d)，可以看到限幅后的带外频谱增大了，但滤波后的带外频谱减小了。

表 7.1 用于限幅和滤波仿真的参数

参数	取值
带宽, BW	1 MHz
采样频率, $f_s = BW \cdot L$ ，其中过采样因子 $L=8$	8 MHz
载波频率, f_c	2 MHz
保护间隔中的采样数	32
调制方案	QPSK
CR	0.8, 1.0, 1.2, 1.4, 1.6

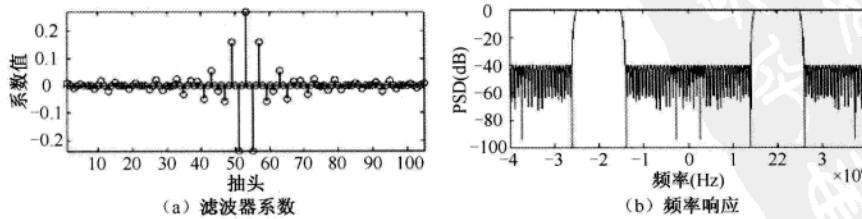


图 7.14 等波纹通频带FIR滤波器的特点

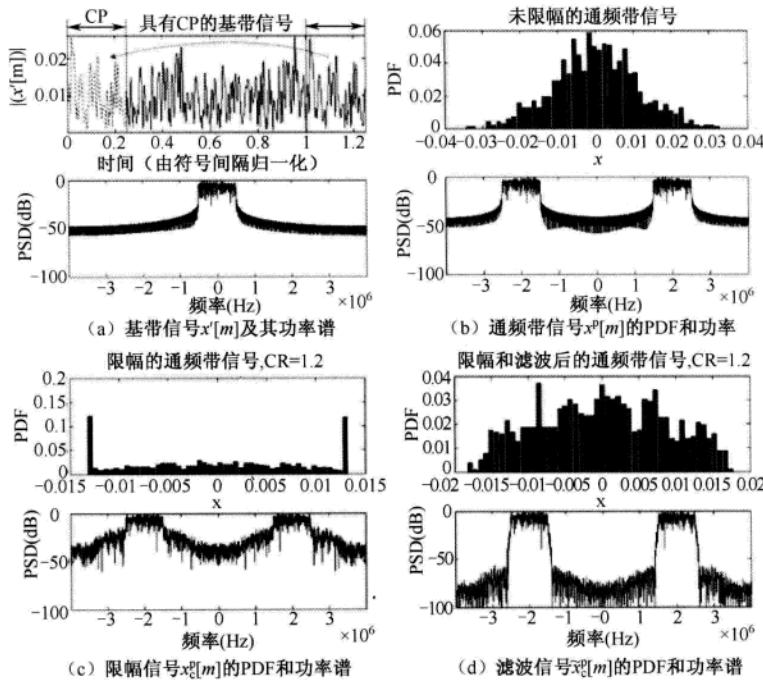


图 7.15 基于限幅和滤波的OFDM信号的直方图 (PDF) 和功率谱 (CR=1, 2)

MATLAB 程序：限幅和滤波

程序 7.11 “PDF_of_clipped_and_filtered_OFDM_signal.m”，绘制图 7.14 和图 7.15

```
% PDF_of_clipped_and_filtered_OFDM_signal.m
% 画图 7.14 和图 7.15
clear
CR = 1.2; % 限幅比
b = 2; % 每一 QPSK 符号的比特数
N = 128; % FFT 大小
Ncp = 32; % CP 大小
fs = 1e6; % 采样频率
L = 8; % 过采样因子
Tsym = 1/(fs/N); % 采样频率
Ts = 1/(fs*L); % 采样周期
fc = 2e6; wc = 2*pi*fc; % 载波频率
t = [0:Ts:2*Tsym-Ts]/Tsym; % 时间向量
t0 = t((N/2-Ncp)*L);
f = [0:fs/(N*2):L*fs-fs/(N*2)]-L*fs/2; % 频率向量
Fs = 8; % 滤波器的采样频率
Norder = 104; % 滤波器的阶数
dens = 20; % 滤波器的密度因子
FF = [0 1.4 1.5 2.5 2.6 Fs/2]; % 阻带/通带/阻带频率边缘向量
WW = [10 1 10]; % 阻带/通带/阻带加权向量
```

```

h = firpm(Norder,FF/(Fs/2),[0 0 1 1 0 0],WW,{dens}); % BPF 系数
X = mapper(b,N);
X(1) = 0; % QPSK 调制
x = IFFT_oversampling(X,N,L); % IFFT 和过采样
x_b = add_CP(x,Ncp*L); % 加 CP
x_b_os = [zeros(1,(N/2-Ncp)*L), x_b, zeros(1,N*L/2)]; % 多采样
x_p = sqrt(2)*real(x_b_os.*exp(j*2*wc*t)); % 从基带到通频带
x_p_c = clipping(x_p,CR); % 式(7.18)
X_p_c_f = fft(filter(h,1,x_p_c));
x_p_c_f = ifft(X_p_c_f);
x_b_c_f = sqrt(2)*x_p_c_f.*exp(-j*2*wc*t); % 从通频带到基带

figure(1); clf % 图 7.15 (a) 和图 7.15 (b)
nn = (N/2-Ncp)*L+[1:N*L];
nn1 = N/2*L+[-Ncp*L+1:0];
nn2 = N/2*L+[0:N*L];
subplot(221)
plot(t(nn1)-t0, abs(x_b_os(nn1)), 'k:');
hold on
plot(t(nn2)-t0, abs(x_b_os(nn2)), 'k-')
axis([t([nn1(1) nn2(end)])-t0 0 max(abs(x_b_os))])
title(['Baseband signal, with CP'])
xlabel('t (normalized by symbol duration)')
ylabel('abs(x"[m])')
subplot(223)
XdB_p_os = 20*log10(abs(fft(x_b_os)));
plot(f,fftshift(XdB_p_os)-max(XdB_p_os), 'k')
xlabel('frequency[Hz]')
ylabel('PSD[dB]')
axis([f[1 end] -100 0])
subplot(222)
[pdf_x_p,bin]=hist(x_p(nn),50);
bar(bin, pdf_x_p/sum(pdf_x_p), 'k')
xlabel('x'), ylabel('pdf')
title(['Unclipped passband signal'])
subplot(224)
XdB_p = 20*log10(abs(fft(x_p)));
plot(f,fftshift(XdB_p)-max(XdB_p), 'k')
xlabel('frequency[Hz]')
ylabel('PSD[dB]')
axis([f[1 end] -100 0])

figure(2); clf % 图 7.15 (c) 和图 7.15 (d)
subplot(221)
[pdf_x_p_c,bin] = hist(x_p_c(nn),50);
bar(bin, pdf_x_p_c/sum(pdf_x_p_c), 'k')

```

```

title(['Clipped passband signal, CR=' num2str(CR)])
xlabel('x'), ylabel('pdf')
subplot(223)
XdB_p_c = 20*log10(abs(fft(x_p_c)));
plot(f,fftshift(XdB_p_c)-max(XdB_p_c),'k')
xlabel('frequency[Hz]')
ylabel('PSD[dB]')
axis([f([1 end]) -100 0])
subplot(222)
[pdf_x_p_c_f,bin] = hist(x_p_c_f(nn),50);
bar(bin, pdf_x_p_c_f/sum(pdf_x_p_c_f),'k')
title(['Passband signal after clipping and filtering, CR=' num2str(CR)])
xlabel('x')
ylabel('pdf')
subplot(224)
XdB_p_c_f = 20*log10(abs(X_p_c_f));
plot(f,fftshift(XdB_p_c_f)-max(XdB_p_c_f),'k')
xlabel('frequency[Hz]')
ylabel('PSD[dB]')
axis([f([1 end]) -100 0])

figure(3); clf % 图 7.14
subplot(221)
stem(h,'k')
xlabel('tap')
ylabel('Filter coefficient h[n]')
axis([1, length(h), min(h), max(h)])
subplot(222)
HdB = 20*log10(abs(fft(h,length(X_p_c_f))));
plot(f,fftshift(HdB),'k')
xlabel('frequency[Hz]')
ylabel('Filter freq response H[dB]')
axis([f([1 end]) -100 0])
subplot(223)
[pdf_x_p_c_f,bin] = hist(abs(x_b_c_f(nn)),50);
bar(bin, pdf_x_p_c_f/sum(pdf_x_p_c_f),'k')
title(['Baseband signal after clipping and filtering, CR=' num2str(CR)])
xlabel('|x|')
ylabel('pdf')
subplot(224)
XdB_b_c_f = 20*log10(abs(fft(x_b_c_f)));
plot(f,fftshift(XdB_b_c_f)-max(XdB_b_c_f),'k')
xlabel('frequency[Hz]')
ylabel('PSD[dB]')
axis([f([1 end]) -100 0])

```

程序 7.12 “clipping”，利用 CR 限制信号幅度

```

function [x_clipped,sigma] = clipping(x,CR,sigma)
% CR      : 限幅比
% sigma   : x 的标准差
if nargin < 3
    x_mean = mean(x);
    x_dev = x-x_mean;
    sigma = sqrt(x_dev*x_dev/length(x));
end
CL = CR*sigma;  % 限幅水平
x_clipped = x;
ind = find(abs(x)>CL);  % 指示限幅
x_clipped(ind) = x(ind)/abs(x(ind))*CL;  % 式 (7.18) 限制到 CL

```

运行程序 7.13 (“CCDF_of_clipped_filtered_OFDM_signal.m”) 可以得到图 7.16。图 7.16 (a) 显示了对于限幅和滤波后的 OFDM 信号, CF 的 CCDF。因为 CF 是 PAPR 的平方根, 所以 CF 的 CCDF 可以看做 PAPR 的分布。从图 7.16 (a) 中可以看出, OFDM 信号的 PAPR 在限幅后显著降低, 而在滤波后有所上升。CR 越小, PAPR 降低得越多。图 7.16 (b) 显示了使用限幅和滤波技术的 BER 性能, 图中“C”表示只有限幅的情况, “C&F”表示限幅和滤波都有的情况。从图 7.16 (b) 中可以看出, 当 CR 减小时, BER 性能变差。

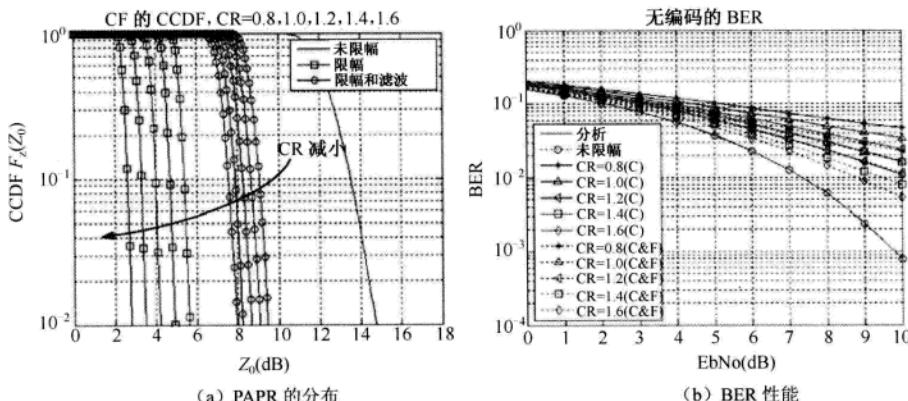


图 7.16 采用限幅和滤波的 PAPR 分布和 BER 性能

MATLAB 程序：采用限幅和滤波的 PAPR 分布和 BER 性能

程序 7.13 “CCDF_of_clipped_filtered_OFDM_signal.m”, 采用限幅和滤波的 PAPR 分布和 BER 性能

```

% CCDF_of_clipped_filtered_OFDM_signal.m
% 画图 7.16
clear, clf
SNRdBs = [0:10];  % SNR[dB]向量
N_SNR = length(SNRdBs);
Nblk = 100;

```

```

CRs = [0.8:0.2:1.6];
N_CR = length(CRs);
gss = 's^<sd>v';
b = 2; % 每个 QAM 符号的比特数
M = 2^b; % 和字符集大小
N = 128; % FFT 大小
Ncp = 0; % CP 大小(GI 长度)
fs = 1e6; % 采样频率
L = 8; % 过采样因子
Tsym = 1/(fs/N); % OFDM 符号周期
Ts = 1/(fs*L); % OFDM 采样周期
fc = 2e6; wc = 2*pi*fc; % 载波频率
t = [0:Ts:2*Tsym-Ts]/Tsym; % 时间向量
A = modnorm(qammod([0:M-1],M),'avpow',1); % 归一化因子
mdmod = modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','Gray','InputType','Bit');
mddem = modem.qamdemod('M',M,'SymbolOrder','Gray','OutputType','Bit');
Fs = 8; % 滤波器采样频率
Norder = 104; % 滤波器阶数
dens = 20; % 滤波器密度因子
FF = [0 1.4 1.5 2.5 2.6 Fs/2]; % 阻带/通带/阻带频率边缘
WW = [10 1 10]; % 阻带/通带/阻带加权向量
h = firpm(Norder,FF/(Fs/2),[0 0 1 1 0 0],WW,{dens}); % BPF 系数
Clipped_errCnt = zeros(size(CRs));
ClippedFiltered_errCnt = zeros(size(CRs));
CF = zeros(1,Nblk);
CF_c = zeros(N_CR,Nblk);
CF_cf = zeros(N_CR,Nblk);
ber_analytic = berawgn(SNRdBs-10*log10(b),'qam',M);
kk1 = 1 : (N/2-Ncp)*L;
kk2 = kk1(end)+1 : N/2*L+N*L;
kk3 = kk2(end)+[1:N*L/2];
z = [2:0.1:16];
len_z = length(z);
% ----- 增加 SNRdB 进行循环 -----
for i = 1 : N_SNR
    SNRdB = SNRdBs(i);
    for ncf = 0 : 2 % 无限幅/限幅/限幅和滤波
        if ncf == 2
            m = ceil(length(h)/2);
        else
            m = 1;
        end
        for cr = 1 : N_CR
            if ncf == 0 & cr > 1
                break;
            end
            CR = CRs(cr);
            nobe = 0;

```

```

for nblk = 1 : Nblk    % (i)
    msgbin = randint(b,N);    % 二进制序列
    X = A*modulate(mdmod,msgbin);    % 4QAM(QPSK)映射
    X(1) = 0+j*0;    % 不使用 DC
    x = IFFT_oversampling(X,N,L);
    x_b = add_CP(x,Ncp*L);
    x_b_os = [zeros(1,(N/2-Ncp)*L), x_b, zeros(1,N*L/2)];
    x_p = sqrt(2)*real(x_b_os.*exp(j*2*wc*t));
    if ncf > 0
        x_p_c = clipping(x_p,CR);    % 限幅
        x_p = x_p_c;
        if ncf > 1
            x_p_cf = ifft(fft(h,length(x_p)).*fft(x_p));
            x_p = x_p_cf;
        end
    end
    if i == N_SNR
        CF(nblk) = PAPR(x_p);
    end
    y_p_n = [x_p(kk1) awgn(x_p(kk2),SNRdB,'measured') x_p(kk3)];
    y_b = sqrt(2)*y_p_n.*exp(-j*2*wc*t);
    Y_b = fft(y_b);
    y_b_z = ifft(zero_pasting(Y_b));
    y_b_t = y_b_z((N/2-Ncp)*L+m+[0:L:(N+Ncp)*L-1]);
    Y_b_f = fft(y_b_t(Ncp+1:end),N)*L;
    Y_b_bin = demodulate(mddem,Y_b_f);
    nobe = nobe + biterr(msgbin(:,2:end),Y_b_bin(:,2:end));
    end
    if ncf == 0
        ber_no(i) = nobe/Nblk/(N-1)/b;
    elseif ncf == 1
        ber_c(cr,i) = nobe/Nblk/(N-1)/b;
    else
        ber_cf(cr,i) = nobe/Nblk/(N-1)/b;
    end
    if i == N_SNR
        for iz = 1 : len_z
            CCDF(iz) = sum(CF>z(iz))/Nblk;
        end
        if ncf == 0
            CCDF_no = CCDF;
            break;
        elseif ncf == 1
            CCDF_c(cr,:) = CCDF;
        else
            CCDF_cf(cr,:) = CCDF;
        end
    end
end

```

```

    end
    end
end
subplot(221)
semilogy(z,CCDF_no)
grid on, hold on
for cr = 1:N_CR
    gs = gss(cr);
    subplot(221)
    semilogy(z,CCDF_c(cr,:),[gs '-'], z,CCDF_cf(cr,:),[gs ':'])
    hold on
    subplot(222)
    semilogy(SNRdBs,ber_c(cr,:),[gs '-'], SNRdBs,ber_cf(cr,:),[gs ':'])
end
semilogy(SNRdBs,ber_no,'o', SNRdBs,ber_analytic,'k'), grid on
function y = zero_pasting(x)
% 在输入序列 x 的一半中心处粘贴零
N = length(x);
M = ceil(N/4);
y = [x(1:M) zeros(1,N/2) x(N-M+1:N)];

```

7.2.2 PAPR 减小编码

文献[175]已经证明对于 8 个子载波的 OFDM 系统, 通过 3/4 码率的块编码可以得到最大为 3 dB 的 PAPR。将 3 比特的数据码字映射成 4 比特的码字, 然后选择最小 PAPR 的许用码字组。为了降低期望的 PAPR 水平, 必须减小码率。文献[175]指出通过遍历搜索得到的块码是格雷互补序列。如果两个序列在所有的相位上满足非周期的自相关和为 0, 那么称这两个序列为格雷互补序列。文献[177]证明了可以利用格雷互补序列构造 PAPR 为 3 dB 的 OFDM 信号。文献[178]证明了将互补序列用于减小 PAPR 和前向纠错的可行性。此外, 文献[180]证明了可以由 Reed-Muller 码得到长度为 2^m 的二进制格雷互补序列对。然而, 这些编码技术仅对子载波数较少的多载波系统有效。总的来说, 通过遍历方式为具有大量子载波的 OFDM 系统搜索一个好的码字不现实, 因此这就限制了 PAPR 减小编码在实际 OFDM 系统中的作用。

首先考虑互补序列的基本特性。两个长度为 N 、包含-1 或+1 的序列 $x_1[n]$ 和 $x_2[n]$, 如果它们的自相关和满足以下条件, 则称它们为互补序列:

$$\sum_{n=0}^{N-1} (x_1[n]x_1[n+i] + x_2[n]x_2[n+i]) = \begin{cases} 2N, & i = 0 \\ 0, & i \neq 0 \end{cases} \quad (7.20)$$

对式 (7.20) 进行傅里叶变换得到:

$$|X_1[k]|^2 + |X_2[k]|^2 = 2N \quad (7.21)$$

其中, $X_i[k]$ 是 $\{x_i[n]\}$ 的 DFT, 满足:

$$X_i[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_i[n] e^{-j2\pi nkT_s} \quad (7.22)$$

其中, T_s 为采样周期。对 $x_i[n]$ 的自相关函数取 DFT 得到 $X_i[k]$ 的功率谱密度 (PSD)。注意 $|X_i[k]|^2$ 是序列 $\{x_i[n]\}$ 的 PSD。由式 (7.21) 可知 PSD 的上限为 $2N$, 即

$$|X_i[k]|^2 \leq 2N \quad (7.23)$$

因为 $x_i[n]$ 的功率为 1, 所以式 (7.22) 中的 $|X_i[k]|^2$ 的均值为 N 。因此, $X_i[k]$ 的 PAPR 的上限为

$$\text{PAPR} \leq \frac{2N}{N} = 2 \text{ (或 } 3\text{dB}) \quad (7.24)$$

假设用一个序列作为 IFFT 的输入。由于 IFFT 相当于将 FFT 输出的复共轭除以 N , 所以可以用 $x[n]$ 的 IFFT 替换 $X[k]$, 因此 PAPR 的上限为 2 (即 3dB)。这意味着如果将互补序列作为 IFFT 的输入来产生 OFDM 信号, 那么 PAPR 将不会超过 3 dB。图 7.17 (a) 和图 7.17 (b) 分别说明了 16 子载波无编码 OFDM 信号的 PAPR 和 16 子载波互补编码 OFDM 信号的 PAPR。从图中可以看出互补编码将 PAPR 减小了大约 9 dB。

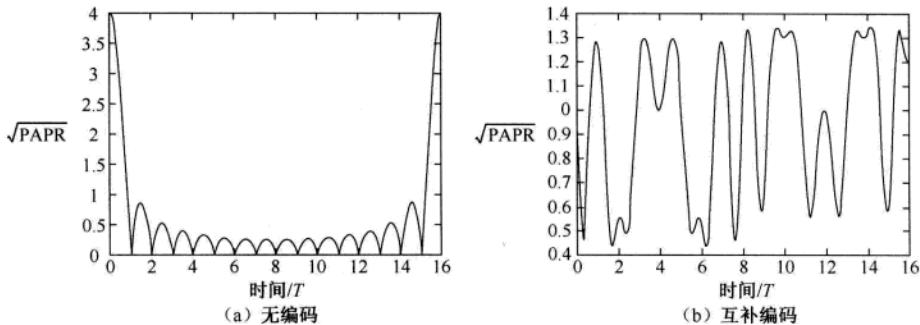


图 7.17 16 子载波无编码和互补编码 OFDM 信号的 PAPR

7.2.3 选择性映射

如图 7.18 所示为用于减小 PAPR 的选择性映射 (SLM) 的框图。将输入数据块 $\mathbf{X} = [X[0], X[1], \dots, X[N-1]]$ 与具有 U 个不同相位的序列 $\mathbf{P}^u = [p_0^u, p_1^u, \dots, p_{N-1}^u]$ 相乘, 得到一个修正的数据块 $\mathbf{X}^u = [X^u[1], X^u[2], \dots, X^u[N-1]]^T$, 其中 $\mathbf{P}_v^u = e^{j\varphi_v^u}$, $\varphi_v^u \in [0, 2\pi)$, $v = 0, 1, \dots, N-1$, $u = 1, 2, \dots, U$ 。对 U 个独立序列 $\{\mathbf{X}^u[v]\}$ 取 IFFT 得到序列 $\mathbf{x}^u = [x^u[0], x^u[1], \dots, x^u[N-1]]^T$, 然后选择其中具有最小 PAPR 的序列 $\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{x}}^u$ 发射^[185]:

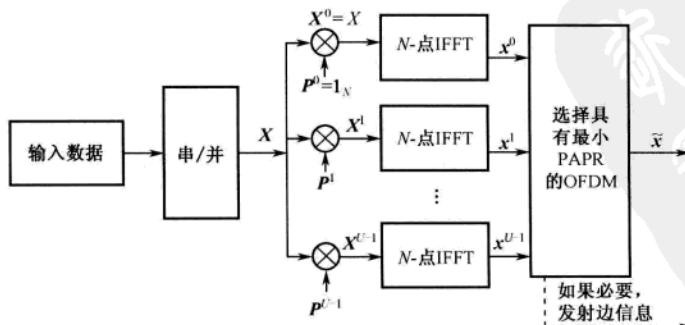


图 7.18 用于减少 PAPR 的 SLM 技术的框图

$$\tilde{u} = \arg \min_{u=1,2,\dots,U} \left(\max_{n=0,1,2,\dots,N-1} |x^u[n]| \right) \quad (7.25)$$

为了使接收机能够恢复原始数据块, 应该发射作为边信息 (side information) 的选定相位序列 \mathbf{P}^u 的编号 $u^{[164]}$ 。实现 SLM 技术需要 U 次 IFFT 运算。此外, 对于每个数据块, 需要 $\lfloor \log_2 U \rfloor$ 比特的边信息, 其中 $\lfloor x \rfloor$ 为小于 x 的最大整数。

7.2.4 部分传输序列

部分传输序列 (PTS) 技术将 N 个符号的输入数据块分割为 V 个不相交的子块:

$$\mathbf{X} = \left[\mathbf{X}^1, \mathbf{X}^2, \dots, \mathbf{X}^V \right]^T \quad (7.26)$$

其中, \mathbf{X}^i 为连续分布、大小相同的子块。如图 7.19 所示, 在 SLM 技术中对所有的子载波加扰, 而在 PTS 技术中对每一个子块加扰 (独立旋转相位) ^[187]。每一个分割后的子块乘以一个相应的复相位因子 $b^v = e^{j\phi_v}$, $v = 1, 2, \dots, V$, 随后经过 IFFT, 得到:

$$\mathbf{x} = \text{IFFT} \left\{ \sum_{v=1}^V b^v \mathbf{X}^v \right\} = \sum_{v=1}^V b^v \cdot \text{IFFT} \left\{ \mathbf{X}^v \right\} = \sum_{v=1}^V b^v \mathbf{x}^v \quad (7.27)$$

其中, $\{\mathbf{x}^v\}$ 为 PTS。选择相位向量, 使得 PAPR 最小^[188]:

$$\left[\tilde{b}^1, \dots, \tilde{b}^V \right] = \arg \min_{[b^1, \dots, b^V]} \left(\max_{n=0,1,\dots,N-1} \left| \sum_{v=1}^V b^v x^v[n] \right| \right) \quad (7.28)$$

这样, 最小 PAPR 向量的时域信号可以表示为

$$\tilde{\mathbf{x}} = \sum_{v=1}^V \tilde{b}^v \mathbf{x}^v \quad (7.29)$$

为降低复杂度, 仅在一个有限的集合中选择相位因子 $\{b^v\}_{v=1}^V$ ^[164]。因为允许的相位因子集合是 $\mathbf{b} = \{e^{j2\pi i/W} \mid i = 0, 1, \dots, W-1\}$, 所以应该在 W^{V-1} 个相位因子集合中搜索最佳的相位因子集合。因此, 搜索的复杂度随子块数的增加呈指数上升。

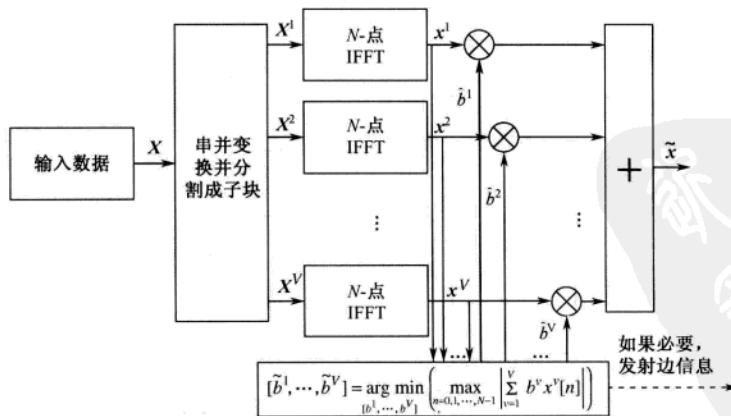


图 7.19 用于减小PAPR的PTS技术的框图

对于每一个数据块, PTS 技术需要 V 次 IFFT 运算和 $\lfloor \log_2 W^V \rfloor$ 比特的边信息。PTS 技术的 PAPR

性能不仅受子块数 V 和允许的相位因子 W 的影响, 而且受子块分割的影响。实际中有三种子块分割方案: 相邻、交叉和伪随机方案。在这些方案中, 伪随机方案性能最好^[189]。

正如前面讨论的, PTS 技术存在搜索最优相位向量集合时复杂度较高的问题, 特别是当子块数增加时。文献[190, 191]提出了各种降低复杂度的方案。一个特别的例子是使用二进制相位因子 $\{1, -1\}$ 的次优组合算法^[190], 现将其总结如下:

- ① 如式 (7.26) 所示, 将输入数据块分为 V 个子块。
- ② 设置所有的相位因子 $b^v = 1, v=1, 2, \dots, V$, 找到式(7.27)中的 PAPR, 将其设为 PAPR_min。
- ③ 设置 $v = 2$ 。
- ④ 在 $b^v = -1$ 的情况下, 找到式 (7.27) 中的 PAPR。
- ⑤ 如果 PAPR > PAPR_min, 那么 $b^v = 1$; 否则, 更新 PAPR = PAPR_min。
- ⑥ 如果 $v < V$, 那么 v 加 1, 然后回到步骤④; 否则, 得到最优的相位因子 \tilde{b} , 然后退出程序。

在次优的组合算法中对式 (7.27) 计算 V 次, 远小于原来的 PTS 技术所需的计算次数, 即 $V \ll W^V$ 。

如图 7.20 所示为采用 PTS 技术 (子块数目变化) 时 16-QAM/OFDM 系统的 PAPR 的 CCDF。从图中可以看出当子块数目增加时 ($V=1, 2, 4, 8, 16$), PAPR 的性能提高了。运行程序 7.14 (“compare_CCDF PTS.m”) 可以得到图 7.20, 该程序调用程序 7.15 (“CCDF PTS()”) 和程序 7.16 (“CCDF_OFDMA()”) 以得到采用 PTS 技术的 CCDF。

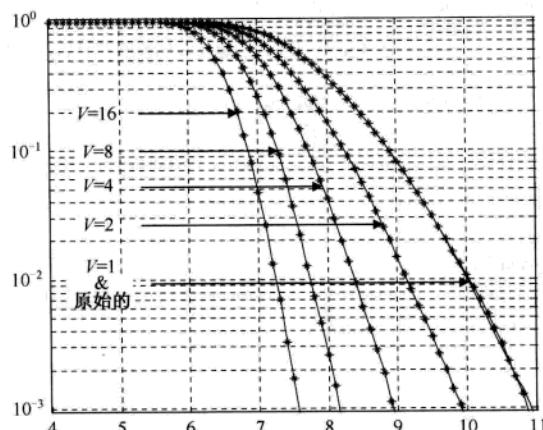


图 7.20 采用 PTS 技术 (子块数目变化) 时 16-QAM/OFDM 系统的 PAPR 性能

MATLAB 程序: PTS 技术的性能分析

程序 7.14 “compare_CCDF PTS.m”, 当子块数目变化时观察 PAPR

```
% compare_CCDF PTS.m
% 画图 7.20
clear, figure(2), clf
N = 256; % FFT 大小
Nos = 4; % 过采样因子
NNos = N*Nos;
b = 4; % 每一 QAM 符号的比特数
M = 2^b; % 符号集大小
```

```

Nsbs = [1,2,4,8,16];    % 子块数
gss = '/*^<sd>v.';    % 图形符号
dBs = [4:0.1:11];
dBCs = dBs+(dBs(2)-dBs(1))/2;
Nblk = 3000;    % OFDM 符号块数
rand('twister',5489);
randn('state',0);
CCDF_OFDMA = CCDF_OFDMA(N,Nos,b,dBs,Nblk);
semilogy(dBs,CCDF_OFDMA,'k'), hold on
for k = 1 : length(Nsbs)
    Nsb = Nsbs(k);
    str(k,:) = sprintf('No of subblocks=%2d',Nsb);
    CCDF = CCDF_PTS(N,Nos,Nsb,b,dBs,Nblk);
    semilogy(dBs,CCDF,[-' gss(k)])
```

```

end
legend(str(1,:),str(2,:),str(3,:),str(4,:),str(5,:))
axis([dBs([1 end]) 1e-3 1]), grid on
title([num2str(M),'-QAM CCDF of OFDMA,',...
    num2str(N),'-point ',num2str(Nblk),'-blocks'])
xlabel('PAPR_0 [dB]'); ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')
```

程序 7.15 “CCDF_PTS()”，采用 PTS 技术时计算 OFDM 信号的 CCDF

```

function CCDF = CCDF_PTS(N,Nos,Nsb,b,dBs,Nblk)
% 采用 PTS 技术的 OFDM 信号的 CCDF
% N      : 子载波数
% Nos   : 过采样因子
% Nsb   : 子块数
% b      : 每一 QAM 符号的比特数
% dBs   : dB 向量
% Nblk  : OFDM 块数
NNos = N*Nos;    % FFT 大小
M = 2^b;
Es = 1;
A = sqrt(3/2/(M-1)*Es);    % M-QAM 的归一化因子
mod_object = modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','gray');
for nblk = 1 : Nblk
    w = ones(1,Nsb);    % 相位 (加权) 因子
    mod_sym = A*modulate(mod_object,randint(1,N,M));    % 2^b-QAM
    [Nr,Nc] = size(mod_sym);
    zero_pad_sym = zeros(Nr,Nc*Nos);
    for k = 1 : Nr    % 过采样补零
        zero_pad_sym(k,1:Nos:Nc*Nos) = mod_sym(k,:);
    end
    sub_block = zeros(Nsb,NNos);
    for k = 1 : Nsb    % 式 (7.26), 不连续子块映射
        kk = (k-1)*NNos/Nsb+1:k*NNos/Nsb;
```

```

    sub_block(k,kk) = zero_pad_sym(1,kk);
end
ifft_sym = ifft(sub_block.'); % IFFT
% ----- 相位因子最优化 -----
for m = 1 : Nsb
    x = w(1:Nsb)*ifft_sym; % 式 (7.27)
    sym_pow = abs(x).^2;
    PAPR = max(sym_pow)/mean(sym_pow);
    if m == 1
        PAPR_min = PAPR;
    else
        if PAPR_min < PAPR
            w(m) = 1;
        else
            PAPR_min = PAPR;
        end
    end
    w(m+1) = -1;
end
x_tilde = w(1:Nsb)*ifft_sym; % 式 (7.29), 最小 PAPR 符号
sym_pow = abs(x_tilde).^2; % 符号功率
PAPRs(nblk) = max(sym_pow)/mean(sym_pow);
end
PAPRdBs = 10*log10(PAPRs); % 测量 PAPR
dBcs = dBs + (dBs(2)-dBs(1))/2; % dB 中点向量
count = 0;
N_bins = hist(PAPRdBs,dBcs);
for i = length(dBcs):-1:1
    count = count+N_bins(i);
    CCDF(i) = count/Nblk;
end
plot_or_not = 0;
if plot_or_not > 0
    figure(1), clf
    semilogy(dBcs,CCDF,'-s')
    axis([dBcs([1 end]) 1e-4 1])
    grid on, hold on
    title(['16 QAM CCDF of OFDMA PAPR, ''...
        ,num2str(N),'-point ',num2str(Nblk),'-blocks'])
    xlabel('PAPR_0 [dB]'); ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')
end

```

程序 7.16 “CCDF_OFDMA()”，未采用 PAPR 减小技术时计算 OFDM 信号的 CCDF

```

function CCDF = CCDF_OFDMA(N,Nos,b,dBs,Nblk)
% 未采用 PAPR 减小技术的 OFDM 信号的 CCDF
% N : 子载波总数 (默认为 256)

```

```

% Nos  : 过采样因子 (默认为 4)
% b    : 每一 QAM 符号的比特数
% dBs  : dB 向量
% Nblk : OFDM 块数
NNos = N*Nos;
M = 2^b;
Es = 1;
A = sqrt(3/2/(M-1)*Es); % M-QAM 归一化因子
mod_object = modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','gray');
for nblk = 1 : Nblk
    mod_sym = A*modulate(mod_object,randint(1,N,M));
    [Nr,Nc] = size(mod_sym);
    zero_pad_sym = zeros(Nr,Nc*Nos);
    for k = 1 : Nr % 过采样补零
        zero_pad_sym(k,1:Nos:Nc*Nos) = mod_sym(k,:);
    end
    ifft_sym = ifft(zero_pad_sym,NNos);
    sym_pow = abs(ifft_sym).^2;
    mean_pow(nblk) = mean(sym_pow);
    max_pow(nblk) = max(sym_pow);
end
PAPR = max_pow./mean_pow; % 测量 PAPR
PAPRdB = 10*log10(PAPR);
dBs = dBs + (dBs(2)-dBs(1))/2; % dB 中点向量
count = 0; N_bins = hist(PAPRdB,dBs);
for i = length(dBs) : -1 : 1
    count = count+N_bins(i);
    CCDF(i) = count/Nblk;
end

```

7.2.5 音频保留

音频保留(TR)技术把 N 个载波(音频)分割为数据音频和峰值减小音频(Peak Reduction Tone, PRT)^[192]。该技术通过选择 PRT 使时域的 OFDM 信号具有较小的 PAPR。接收机和发射机已知 PRT 的位置。图 7.21 给出了用于减小 PAPR 的 TR 技术框图。

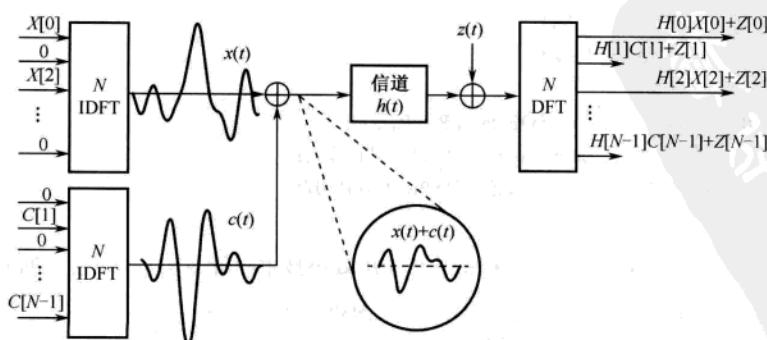


图 7.21 TR 技术框图

由于独立分配数字音频和 PRT，因此将输入 IFFT 模块的向量分为数据向量 \mathbf{X} 和 PAPR 减小的向量 \mathbf{C} 。令 $\mathbf{R} = \{i_0, i_1, \dots, i_{R-1}\}$ 和 \mathbf{R}^c 分别表示 PRT 的位置集和补集，其中 R 表示为峰值减小保留的子载波数。IFFT 模块的输入符号可以表示为

$$X[k] + C[k] = \begin{cases} C[k], & k \in \mathbf{R} \\ X[k], & k \in \mathbf{R}^c \end{cases} \quad (7.30)$$

其中， $X[k]$ 和 $C[k]$ 分别为数据符号和 PRT 符号。对式 (7.30) 中给定的符号取 IFFT，得到要发射的 OFDM 符号：

$$x[n] + c[n] = \frac{1}{N} \sum_{k \in \mathbf{R}^c} X[k] e^{j2\pi kn/N} + \frac{1}{N} \sum_{k \in \mathbf{R}} C[k] e^{j2\pi kn/N} \quad (7.31)$$

由于子载波间的正交性，PRT 信号 $c[n]$ 不会引起式 (7.31) 中数据信号 $x[n]$ 的任何失真。假设循环前缀 (CP) 比信道脉冲响应长，那么在频域接收的 OFDM 符号（即在接收机 FFT 的输出）可以表示为

$$H[k](X[k] + C[k]) + Z[k] = \begin{cases} H[k]C[k] + Z[k], & k \in \mathbf{R} \\ H[k]X[k] + Z[k], & k \in \mathbf{R}^c \end{cases} \quad (7.32)$$

其中， $H[k]$ 为信道频率响应， $Z[k]$ 为加性噪声的 DFT。接收机只对 $k \in \mathbf{R}^c$ 的数据音频进行解码。

采用 TR 技术时，发射 PRT 符号需要额外的功率。由于 PRT 是一种负荷，所以有效数据率会降低。

7.2.6 音频注入

尽管 TR 技术能够在不增加额外复杂度的情况下减小 PAPR，但是它需要额外的 PRT，因此是以降低数据速率作为代价换取 PAPR 减小的。音频注入 (TI) 技术能够在不降低数据速率的情况下减小 PAPR。它允许 PRT 与数据音频重叠^[192]。图 7.22 给出了 TI 技术的框图。

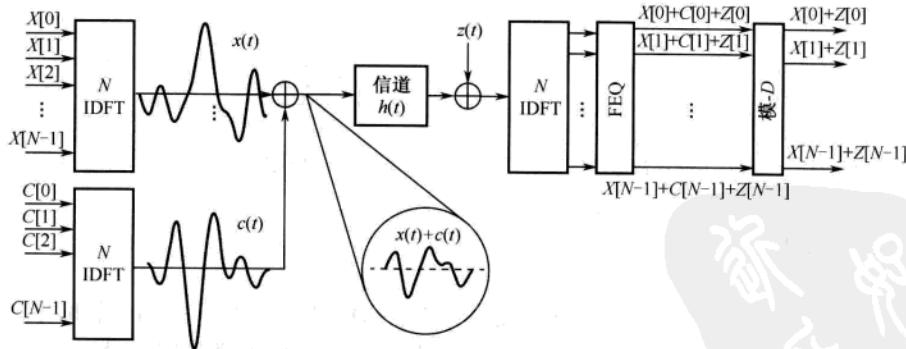


图 7.22 TI 技术框图

TI 技术的基本思想是增加星座大小，将原来的每一个星座点映射成扩展星座图中的等价星座点，这样可以利用额外的自由度来减小 PAPR。更具体地，将数据信号和 PAPR 减小信号合并，可以产生 PAPR 减小的时域发射信号：

$$\begin{aligned}\tilde{x}[n] &= x[n] + c[n] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (X[k] + C[k]) e^{j2\pi kn/NL}\end{aligned}\quad (7.33)$$

其中, $\{C[k]\}_{k=0}^{N-1}$ 和 $\{c[n]\}_{n=0}^{N-1}$ 分别表示用于 PAPR 减小的频域序列和等价的时域序列。由于不能在频域正交分离数据音频和 PRT, 所以需要找到能够在接收机消除 $C[k]$ 影响的方法。为此, 构造 PAPR 减小信号 $C[k] = p[k] \cdot D + jq[k] \cdot D$, 其中 D 为一个常数。选择 $p[k]$ 和 $q[k]$ 来最小化 PAPR。为了能够对频域均衡器 (FEQ) 输出的实部和虚部执行模- D 运算, 由此实现在接收机删除 $C[k]$, 设定 D 为一个正实数, 其中 FEQ 可表示为

$$X[k] + C[k] + Z[k] = X[k] + p[k] \cdot D + jq[k] \cdot D + Z[k]$$

图 7.23 显示了在 TI 技术中使用的一个扩展的 16-QAM 星座图。图中黑点和白点分别表示原来的 QAM 信号和扩展的 QAM 信号。参考式 (7.33), 扩展后的 QAM 信号可以表示为

$$\bar{X}[k] = X[k] + C[k] = X[k] + p[k] \cdot D + jq[k] \cdot D \quad (7.34)$$

图 7.24 显示了 $p[k] = [-1, 0, 1]$ 和 $q[k] = [-1, 0, 1]$ 的扩展星座。图中原来的 16-QAM 星座点被映射成一个扩展的 9×16 -QAM 的星座, 发射机会选择其中的一个来承载信息。能够利用这些额外的自由度产生 PAPR 较小的 OFDM 符号。由于 TI 技术不需要为 PRT 使用额外的子载波, 所以不会产生任何的数据速率损失, 但它需要额外的信号功率来发射扩展星座中的符号。

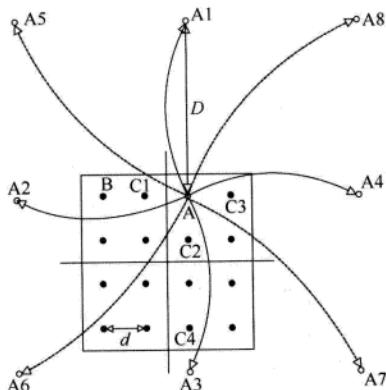


图 7.23 扩展的 16-QAM 星座

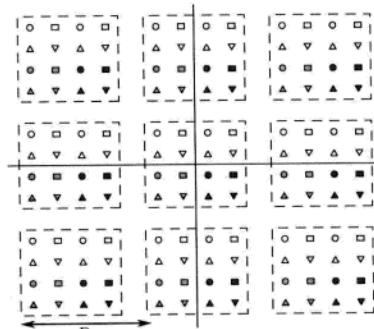


图 7.24 给定 D 的扩展的 16-QAM 星座

7.2.7 DFT 扩频

在讨论 DFT 扩频技术之前, 先考虑正交频分多址 (OFDMA) 系统 (见 4.4 节和文献[193])。如图 7.25 所示, 假设将 (与 IFFT 大小相同的) DFT 用做扩频码。因为 DFT 与 IDFT 运算本质上相互抵消, 所以 OFDMA 系统与 SC-FDMA 系统等价^[195]。在这种情况下, OFDM 发射信号具有与单载波系统相同的 PAPR。

在 OFDMA 系统中, 子载波被划分并分配给多个移动终端 (用户)。与下行传输不同, 在上行中的每一个用户使用一组子载波来发射各自的数据, 对不发射数据的剩余子载波填充零。假设为每一个用户分配的子载波数为 M 。在 DFT 扩频技术中, 将 M 点 DFT 用于扩频, 并将 DFT 的输出分配给 IFFT 的载波。PAPR 减小的效果依赖于为每一个用户分配子载波的方式^[196]。如图 7.26 所示, 有两种为用户分配子载波的方法: 分布式 FDMA (Distributed FDMA, DFDMA) 和集中式 FDMA

(Localized FDMA, LFDMA)。DFDMA在整个频带(共有 N 个子载波)内分配 M 点DFT的输出,同时对没有使用的 $N-M$ 个子载波全部填充零。LFDMA将DFT的输出分配给(在 N 个子载波中) M 个连续的子载波。当以 $N/M=S$ 的距离等间隔分配DFT的输出时,DFDMA被称为交织FDMA(Interleaved FDMA, IFDMA),其中 S 称为带宽扩频因子。

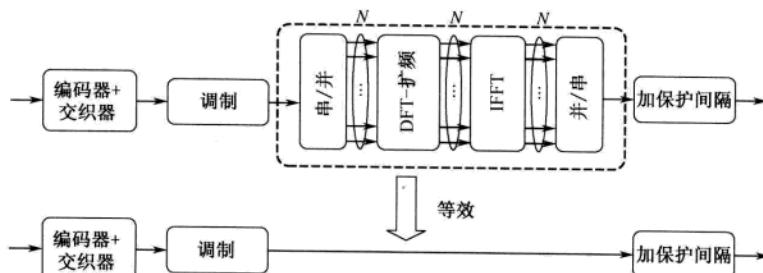


图 7.25 采用DFT扩频的OFDMA系统向单载波系统的等效

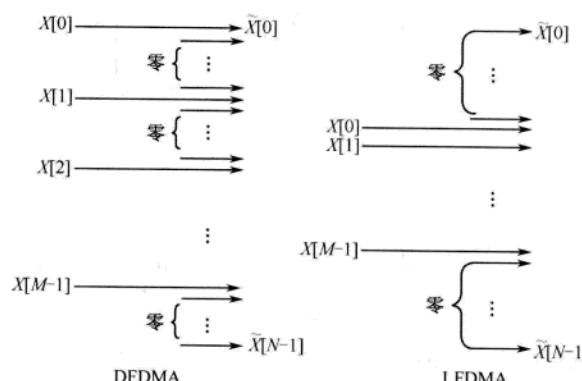


图 7.26 OFDMA系统的上行子载波映射: DF DMA和LF DMA

图 7.27 给出了在DFDMA和IFDMA中子载波分配的示意图($M=4$, $S=3$, $N=12$)。此外,图 7.28给出了一个在DFDMA、LF DMA和IFDMA中DFT扩频的例子($N=12$, $M=4$, $S=3$)。图中示意了4点DFT和12点IDFT的子载波映射关系。

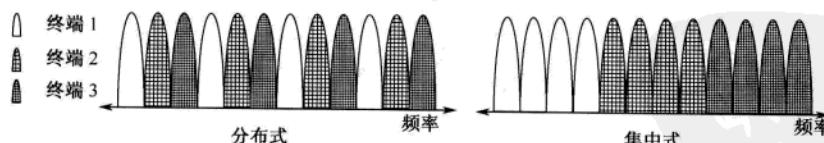


图 7.27 三用户子载波分配的例子: $M=4$, $S=3$, $N=12$

图 7.29给出了在IFDMA中采用DFT扩频技术的上行发射机框图。此处,对输入数据 $x[m]$ 进行DFT扩频得到 $X[i]$,然后进行如下分配:

$$\tilde{X}[k] = \begin{cases} X[k/S], & k = S \cdot m_1, m_1 = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7.35)$$

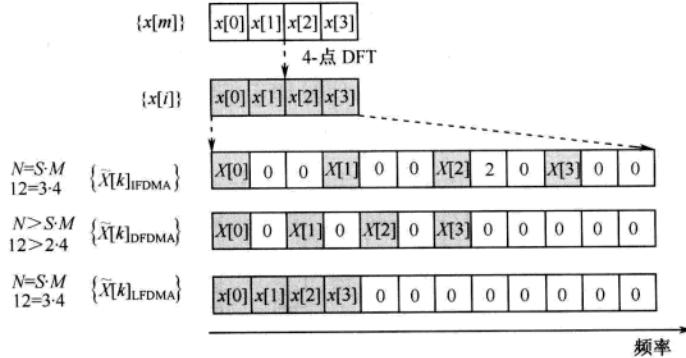
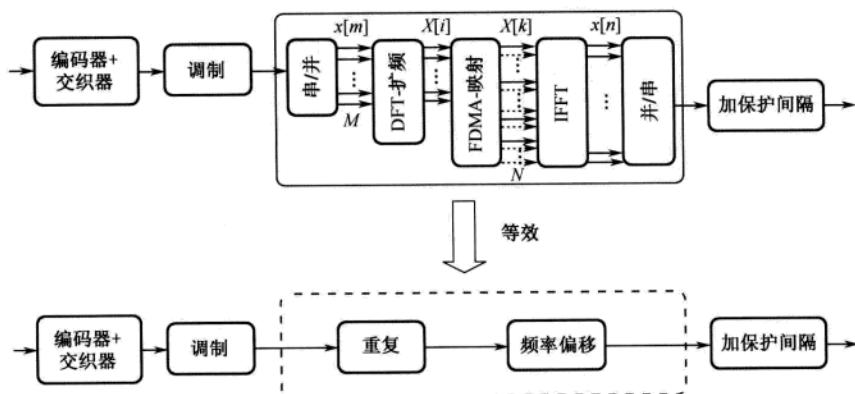
图 7.28 在DFDMA、LFDMA和IFDMA中DFT扩频的例子：三个用户， $M=4$ ， $S=3$ ， $N=12$ 

图 7.29 在IFDMA中采用DFT扩频技术的上行发射机框图

对于 $s = 0, 1, \dots, S-1$ ， $m = 0, 1, \dots, M-1$ ， $n = M \cdot s + m$ ，IFFT 的输出序列 $\tilde{x}[n]$ 可以表示为

$$\begin{aligned}
 \tilde{x}[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] e^{j2\pi \frac{n}{N} k} \\
 &= \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{n}{M} m_1} \\
 &= \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{Ms+m}{M} m_1} \\
 &= \frac{1}{S} \cdot \left(\frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{m}{M} m_1} \right) \\
 &= \frac{1}{S} \cdot x[m]
 \end{aligned} \tag{7.36}$$

式 (7.36) 说明 $\tilde{x}[n]$ 是原来的输入信号 $x[m]$ 在时域缩小 $1/S$ 后的重复^[197]。在 IFDMA 中，如果从第 r 个子载波开始映射， $r = 0, 1, \dots, S-1$ ，那么 DFT 扩频符号可以表示为

$$\tilde{X}[k] = \begin{cases} X[(k-r)/S], & k = S \cdot m_1 + r, m_1 = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \tag{7.37}$$

相应的IFFT输出序列 $\{\tilde{x}[n]\}$ 可以表示为

$$\begin{aligned}
 \tilde{x}[n] &= \tilde{x}[Ms + m] \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] e^{j2\pi \frac{n}{N} k} \\
 &= \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \left(\frac{n}{M} m_1 + \frac{n}{N} r \right)} \\
 &= \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{Ms+m}{M} m_1} e^{j2\pi \frac{n}{N} r} \\
 &= \frac{1}{S} \cdot \left(\frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{m}{M} m_1} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{n}{N} r} \\
 &= \frac{1}{S} \cdot e^{j2\pi \frac{n}{N} r} \cdot x[m]
 \end{aligned} \tag{7.38}$$

比较式(7.38)与式(7.36)后可以看到,在IFDMA中,起始点为 r 个子载波的频率偏移会产生 $e^{j2\pi nr/N}$ 的相位偏移。

在LFDMA的DFT扩频方案中,发射机的IFFT输入信号可以表示为

$$\tilde{X}[k] = \begin{cases} X[k], & k = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0, & k = M, M+1, \dots, N-1 \end{cases} \tag{7.39}$$

对于 $s = 0, 1, \dots, S-1$, $n = S \cdot m + s$, IFFT的输出序列 $\tilde{x}[n]$ 可以表示为^[197]

$$\tilde{x}[n] = \tilde{x}[Sm + s] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] e^{j2\pi \frac{n}{N} k} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi \frac{Sm+s}{SM} k} \tag{7.40}$$

对于 $s=0$,式(7.40)变为

$$\tilde{x}[n] = \tilde{x}[Sm] = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi \frac{Sm}{SM} k} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi \frac{m}{M} k} = \frac{1}{S} x[m] \tag{7.41}$$

对于 $s \neq 0$, $X[k] = \sum_{p=0}^{M-1} x[p] e^{-j2\pi \frac{p}{N} k}$,式(7.40)变为

$$\begin{aligned}
 \tilde{x}[n] &= \tilde{x}[Sm + s] \\
 &= \frac{1}{S} \left(1 - e^{j2\pi \frac{s}{S}} \right) \cdot \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \frac{x[p]}{e^{j2\pi \left(\frac{(m-p)}{M} + \frac{s}{SM} \right)}} \\
 &= \frac{1}{S} e^{j\pi \frac{(M-1)s-Sm}{SM}} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} \frac{\sin \left(\frac{\pi s}{S} \right)}{M \sin \left(\pi \cdot \frac{(Sm+s)}{SM} - \pi \frac{p}{M} \right)} \cdot \underbrace{e^{j\pi \frac{p}{M} x[p]}}_{\tilde{x}[p]} \\
 &= \frac{1}{S} e^{j\pi \frac{(M-1)s-Sm}{SM}} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} \frac{\sin \left(\frac{\pi s}{S} \right)}{M \sin \left(\pi \cdot \frac{(Sm+s)}{SM} - \pi \frac{p}{M} \right)} \cdot \underbrace{c(m, s, p)}_{\tilde{x}[p]}
 \end{aligned} \tag{7.42}$$

从式(7.41)和式(7.42)可以看出,时域LFDMA信号变成在时域 S 倍位置处的输入序列乘以 $1/S$ 。以不同的加权因子对所有输入序列加权求和得到两点间的中间值。如图7.30所示为在IFDMA和LFDMA中采用DFT扩频技术的时域信号($N=12$, $M=4$, $S=3$)的例子,其中 $\tilde{x}_{\text{IFDMA}}[n]$ 和 $\tilde{x}_{\text{LFDMA}}[n]$ 分别表示式(7.38)和式(7.42)中的信号。

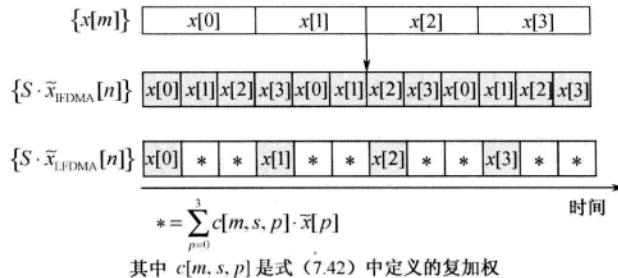


图 7.30 采用DFT扩频技术的时域信号: IFDMA和LFDMA

图 7.31 显示了当 DFT 扩频技术应用于 IFDMA、LFDMA 和 OFDMA 时的 PAPR 性能比较。此处, 将 QPSK、16-QAM 和 64-QAM 应用于 $N = 256$ 、 $M = 64$ 和 $S = 4$ 的 SC-FDMA 系统。从图 7.31 可以看到, DFT 扩频技术的 PAPR 性能随子载波分配方式的不同而变化。在 16-QAM 的情况下, 对于 1% 的 CCDF, IFDMA、LFDMA 和 OFDMA 的 PAPR 分别为 3.5 dB、8.3 dB 和 10.8 dB。这说明 IFDMA 和 LFDMA 与没有进行 DFT 扩频的 OFDMA 相比, 它们的 PAPR 分别降低了 7.3 dB 和 3.2 dB。运行程序 7.18 (“compare_DFT_spreading.m”) 可以得到图 7.31, 该程序调用程序 7.17 (“CCDF_PAPR_DFTspreading”) 得到 IFDMA、LFDMA 和 OFDMA 的 PAPR 及其 CCDF。

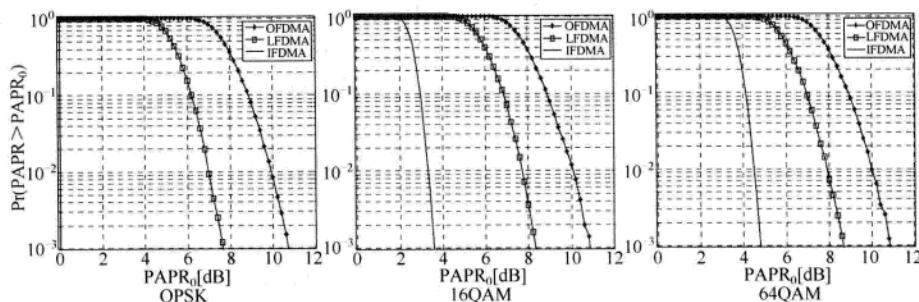


图 7.31 用于IFDMA、LFDMA和OFDMA的DFT扩频技术的PAPR性能

MATLAB 程序: DFT 扩频的 PAPR 分析

程序 7.17 “CCDF_PAPR_DFTspreading”, 得到 OFDMA 信号的 PAPR 和 CCDF

```

function [CCDF,PAPRs] = ...
    CCDF_PAPR_DFTspreading(fdma_type,Ndb,b,N,dBcs,Nblk,psf,Nos)
% fdma_type: 'ofdma'/'ifdma'(interleaved) /'lfdma'(localized)
% Ndb : 数据块大小
% b : 每一个符号的比特数
% N : FFT 大小
% dBcs : dB 向量
% Nblk : OFDM 块数
% psf : 脉冲成形滤波器系数向量
% Nos : 过采样因子
M = 2^b; % 符号集
Es = 1;
A = sqrt(3/2/(M-1)*Es); % QAM 归一化因子

```

```

mod_object = modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','gray');
S = N/Ndb; % 扩频因子
for iter = 1 : Nblk
    mod_sym = A*modulate(mod_object,randint(1,Ndb,M));
    switch upper(fdma_type(1:2))
        case 'IF'
            fft_sym = zero_insertion(fft(mod_sym,Ndb),N/Ndb); % IFDMA
        case 'LF'
            fft_sym = [fft(mod_sym,Ndb) zeros(1,N-Ndb)]; % LFDMA
        case 'OF'
            fft_sym = zero_insertion(mod_sym,S); % 过采样, 没有 DFT 扩频
        otherwise
            fft_sym = mod_sym; % 没有过采样, 没有 DFT 扩频
    end
    ifft_sym = ifft(fft_sym,N); % IFFT
    if nargin > 7
        ifft_sym = zero_insertion(ifft_sym,Nos);
    end
    if nargin > 6
        ifft_sym = conv(ifft_sym,psf);
    end
    sym_pow = ifft_sym.*conj(ifft_sym); % 测量符号功率
    PAPRs(iter) = max(sym_pow)/mean(sym_pow); % 测量 PAPR
end
% 采用 DFT 扩频技术时 OFDMA 信号的 CCDF
PAPRdBs = 10*log10(PAPRs);
N_bins = hist(PAPRdBs,dBcs);
count = 0;
for i = length(dBcs):-1:1
    count = count+N_bins(i);
    CCDF(i) = count/Nblk;
end
function y = zero_insertion(x,M,N)
[Nrow,Ncol] = size(x);
if nargin < 3
    N = Ncol*M;
end
y = zeros(Nrow,N);
y(:,1:M:N) = x;

```

程序 7.18 “compare_DFT_spreading.m”, 分析 OFDMA/LFDMA/IFDMA 的 PAPR

```

% compare_DFT_spreading.m
% 画图 7.31
clear, clf
N = 256; % FFT 大小
Nd = 64; % 数据块大小 (每一个用户的子载波数)
gss = '*^<sd>v.'; % 图形符号
bs=[2 4 6]; N_b=length(bs);

```

```

dBs = [0:0.2:12];
dBs = dBs+(dBs(2)-dBs(1))/2;
Nblk = 5000; % OFDM 块数
for i = 1 : N_b
    b = bs(i); M = 2^b;
    rand('twister',5489); randn('state',0);
    % OFDMA 的 CCDF
    CCDF_OFDMA = ...
        CCDF_PAPR_DFTspreading('OF',N,b,N,dBcs,Nblk);
    % LFDMA 的 CCDF
    CCDF_LFDMA = ...
        CCDF_PAPR_DFTspreading('LF',Nd,b,N,dBcs,Nblk);
    % IFDMA 的 CCDF
    CCDF_IFDMA = ...
        CCDF_PAPR_DFTspreading('IF',Nd,b,N,dBcs,Nblk);
    subplot(130+i)
    semilogy(dBs,CCDF_OFDMA,'o',...
        dBs,CCDF_LFDMA,'<', dBs,CCDF_IFDMA,'-*')
    legend('OFDMA','LFDMA','IFDMA')
    axis([dBs([1 end]) 1e-3 1]);
    grid on
    title([num2str(M) '-QAM CCDF',...
        num2str(N),'-point ',num2str(Nblk) '-blocks'])
    xlabel(['PAPR_0[dB] for ',num2str(M),'-QAM'])
    ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')
end

```

现在观察脉冲成形对 DFT 扩频技术的 PAPR 性能的影响。图 7.32 显示了用于 IFDMA 和 LFDMA 的 DFT 扩频技术的 PAPR 性能，随着 IFFT 变换后升余弦 (RC) 滤波器的滚降系数 α 的改变而改变。从图 7.32 中可以看到，当滚降系数 α 从 0 变到 1 时 IFDMA 的 PAPR 性能显著提升，而 LFDMA 受脉冲成形的影响没有那么大。由于滚降系数增大时剩余带宽增加，IFDMA 可以在剩余带宽和 PAPR 性能之间进行折中。运行程序 7.19 (“compare_DFT_spreading_w_psf.m”) 可以得到图 7.32。该程序通过调用程序 7.17 来获得 IFDMA 和 LFDMA 的 PAPR 和 CCDF。设置参数 $N=256$ 、 $M=64$ 、 $S=4$ (扩频因子) 和 $N_{os}=8$ (脉冲成形的过采样因子)，通过仿真得到 QPSK 和 16-QAM 的结果。

接下来观察为每一个用户分配的子载波数 M 如何影响 DFT 扩频技术的 PAPR 性能。图 7.33 显示了滚降系数 $\alpha=0.4$ 的 LFDMA 中 DFT 扩频技术的 PAPR 性能随着 M 的增大 (如从 4 到 128) 而降低。此处，256 点 FFT 的 SC-FDMA 系统使用 64-QAM。运行程序 7.19 (“compare_DFT_spreading_w_psf.m”) 可以得到图 7.33。

总之，采用 IFDMA 和 LFDMA 的 SC-FDMA 系统比 OFDMA 系统具有更高的 PAPR 性能。3GPP-LTE 已演进成 ITU-R 中 IMT-Advanced 标准的一个候选的无线接口技术，在其上行传输中已经采纳了 SC-FDMA。尽管 IFDMA 比 LFDMA 具有更低的 PAPR 性能，但是 LFDMA 通常更容易实现。这是因为 IFDMA 需要额外的资源 (如保护带宽和导频)，在整个频带内等距离的子载波分配 (IFDMA) 不容易实现。

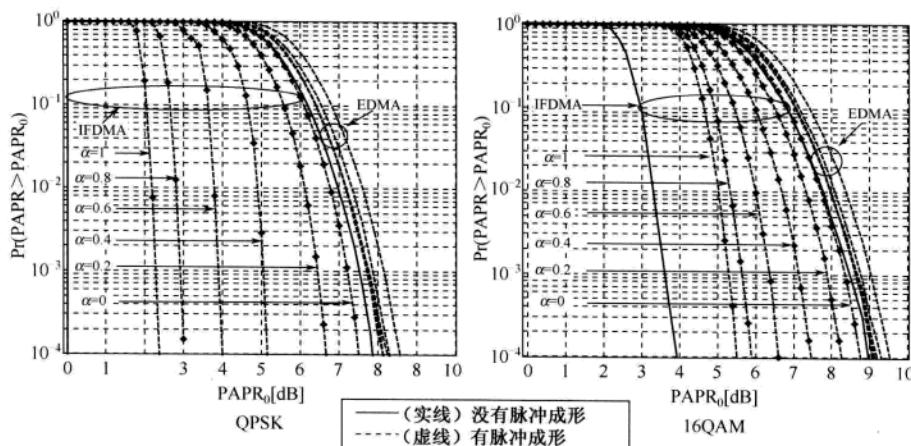
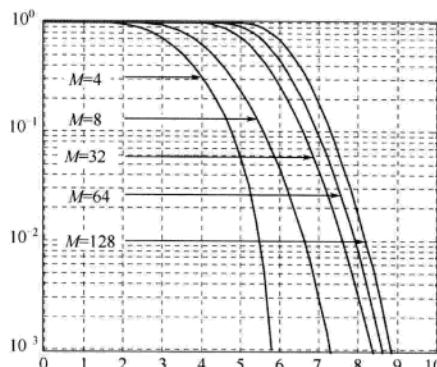


图 7.32 具有脉冲成形的DFT扩频技术的PAPR性能

图 7.33 当 M 变化时 DFT 扩频技术的 PAPR 性能

MATLAB 程序：采用脉冲成形的 DFT 扩频的 PAPR 分析

程序 7.19 “`compare_DFT_spreading_w_psf.m`”，观察脉冲成形滤波器和每一个用户子载波数的影响

```
% compare_DFT_spreading_w_psf.m
% 观察使用 RC 滤波器的脉冲成形的影响 (图 7.32 和图 7.33)
clear, clf
N = 256; % FFT 大小
Nd = 64; % 每用户子载波数 (数据块大小)
S = N/Nd; % 扩频因子
Nsym = 6; % RC 滤波器长度
Nos = 8; % 过采样因子
rhos = [0:0.2:1]; % 用于脉冲成形的 RC 滤波器的滚降系数
bs = [2 4]; % 每一 QAM 符号的比特数
dBs = [0:0.2:10];
dBcs = dBs+(dBs(2)-dBs(1))/2;
Nblk = 5000; % OFDM 块数
```

```

figure(1), clf % 画图 7.32
gss = '*^<sd>v.'; % 子块数和图形符号
str11 = 'IFDMA with no pulse shaping';
str12 = 'LFDMA with no pulse shaping';
for i_b = 1 : length(bs)
    b = bs(i_b); % 每一 QAM 符号的比特数
    M = 2^b; % 字符集大小
    rand('twister',5489);
    randn('state',0);
    CCDF_IF0 = CCDF_PAPR_DFTspreading('IF',Nd,b,N,dBcs,Nblk);
    subplot(220+i_b)
    semilogy(dBs,CCDF_IF0,'k')
    hold on
    CCDF_LF0 = CCDF_PAPR_DFTspreading('LF',Nd,b,N,dBcs,Nblk);
    semilogy(dBs,CCDF_LF0,'k')
    hold on
    for i = 1 : length(rhos)
        rho = rhos(i); % 滚降系数
        psf = rcosfir(rho,Nsym,Nos,1,'norm')*Nos; % RC 滤波器系数
        CCDF_IF = CCDF_PAPR_DFTspreading('IF',Nd,b,N,dBcs,Nblk,psf,Nos);
        CCDF_LF = CCDF_PAPR_DFTspreading('LF',Nd,b,N,dBcs,Nblk,psf,Nos);
        semilogy(dBs,CCDF_IF,[-' gss(i)], dBs,CCDF_LF,[ '-' gss(i)])
        str1(i,:) = sprintf('IFDMA with a=%3.1f',rho);
        str2(i,:) = sprintf('LFDMA with a=%3.1f',rho);
    end
    legend(str11,str12,str1(1,:),str2(1,:),str1(2,:),
           str2(2,:),str1(3,:),str2(3,:),str1(4,:),str2(4,:))
    axis([dBs([1 end]) 1e-4 1]), grid on
    xlabel(['PAPR_0[dB] for ' num2str(M) '-QAM'])
    ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')
end
figure(2), clf % 画图 7.33
Nds = [4 8 32 64 128];
N_Nds = length(Nds);
b = 6; % 每一 QAM 符号的比特数
rho = 0.4;
Nos = 2; % 滚降系数
psf = rcosfir(rho,Nsym,Nos,1,'norm')*Nos; % RC 滤波器系数
for i = 1 : N_Nds
    Nd = Nds(i);
    rand('twister',5489); randn('state',0);
    CCDF_LFDMA = CCDF_PAPR_DFTspreading('LF',Nd,
                                           b,N,dBcs,Nblk,psf,Nos); % LFDMA 的 CCDF
    semilogy(dBs,CCDF_LFDMA,[-' gss(i)]), hold on
    str(i,:) = sprintf('LFDMA with a=%3.1f and Nd=%3d',rho,Nd);
end
legend(str(1,:),str(2,:),str(3,:),str(4,:),str(5,:))
axis([dBs([1 end]) 1e-3 1]), grid on
title(['[num2str(M),'-QAM CCDF ',num2str(N),...
        '-point FFT',num2str(Nblk) '-blocks']])
xlabel('PAPR_0[dB]'), ylabel('Pr(PAPR>PAPR_0)')

```

第 8 章

小区间干扰抑制技术

通过规划频率复用距离使得距离足够远的同频信道实现复用，这样可以将 TDMA 蜂窝系统设计成几乎无干扰的系统。在 TDMA 蜂窝网络中，为了保持足够大的频率复用距离，同一簇内的任何小区不能重复使用同频信道。此外，CDMA 扩频技术具有平均干扰的能力，因此 CDMA 蜂窝系统本质上也是几乎无干扰系统。只要系统的扩频因子足够大，即使在所有相邻小区内都分配同频信道（即完全的复用频率），CDMA 蜂窝系统也能对抗同道干扰。与 CDMA 具有强的抗干扰能力不同，基于 OFDMA 的蜂窝系统在小区边缘存在小区间干扰问题，在整个信道完全复用时干扰更严重。换句话说，为了支持完全的频率复用，需要一些能够抑制小区间干扰的技术。根据相关的标准和文献，小区间干扰抑制技术包括小区间干扰协调技术、小区间干扰随机化技术和小区间干扰消除技术。

8.1 小区间干扰协调技术

8.1.1 部分频率复用

图 8.1 给出了 OFDMA 蜂窝系统中采用不同频率复用因子（Frequency Reuse Factor, FRF）的基本频率复用方案，其中 K 表示频率复用因子。FRF 定义为不能使用同频信道的相邻小区的个数。 $1/K$ 相当于网络中使用同频信道的速率。换句话说， $1/K$ 是表明蜂窝系统中如何有效使用带宽的一个因子。如图 8.1 (a) 所示，当 $K=1$ 时，用于传输的整个带宽在所有小区内使用。在这种情况下，由于来自相邻小区的路径损耗大，小区中心附近的用户的 SINR 较高。小区边缘用户的 SINR 较低会提高小区边缘的中断率。为了降低小区边缘的中断率，同时提高整个小区覆盖区域的 SINR，可以将整个带宽分为 3 个信道[图 8.1 (b)]或 3 个子带[图 8.1 (c)]，以正交方式分配给相邻的小区，其中子带是一组子载波。这种方法通过减少每个小区的可用带宽（相当于 $K=3$ ），达到减少小区间干扰的目的，因此小区边缘用户的 SINR 较高。图 8.1 (b) 和图 8.1 (c) 都采用 $K=3$ ，但图 8.1 (b) 中每个信道由所有的子载波组成，在图 8.1 (c) 中将 1 个信道分成 3 个子带后分配给每个小区。

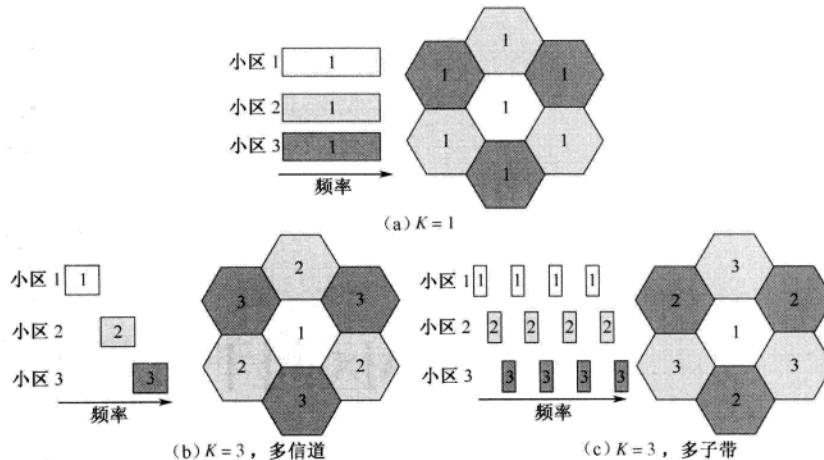


图 8.1 OFDMA蜂窝系统中的频率复用

为了提高小区边缘的性能,在OFDMA蜂窝系统中提出了部分频率复用(Fractional Frequency Reuse, FFR)的概念^[198]。根据定义,FFR是一种只对整个带宽的一部分进行分配的子载波复用方案,也就是说,只给每个小区分配一组子载波以满足复用数 $1 < K < 3$ 。在FFR方案中,将整个带宽分为多个子带,然后分配到小区内的不同位置。图8.2(a)显示了一个 $K=3/2$ 的FFR方案。在规划子带从而避免相邻小区干扰的过程中,这个方案给每个小区分配3个子带中的2个。与 $K=1$ 的完全复用情形相比,它的效率降低为 $2/3$ 。图8.2(b)显示了 $K=7/6$ 的FFR方案。每个小区中分配7个子带中的6个,但任何的两个相邻边界的子带仍能保持正交。实际上,对于六边形的蜂窝小区,这种方案达到了最佳的频率效率。

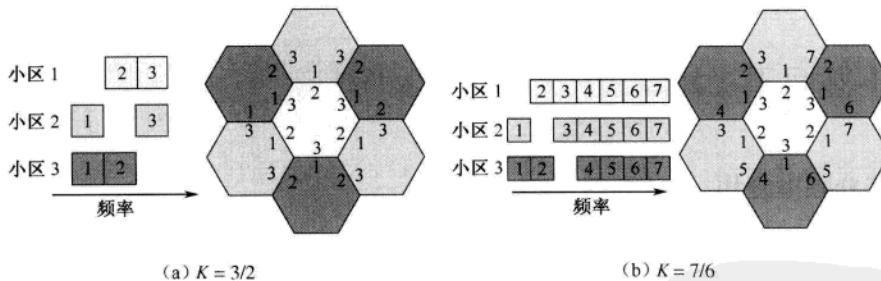


图 8.2 OFDMA蜂窝系统中的FFR

图8.3显示了另外一种FFR方案。在这种方案中,根据在小区中的位置使用不同的频率复用因子。小区中心附近的用户的SINR较高,因此小区中心的复用因子为 $K=1$ 。为了避免干扰,小区边缘需要使用较大的频率复用因子。在图8.3(a)中, $K=1$ 和 $K=3$ 分别用于内部和边界区域。在这种情况下,整个带宽被分为4个不同的子带,其中子带0用于所有的小区(即 $K=1$),而其他3个子带以正交方式分配给不同的小区使用(即 $K=3$)。如图8.3(b)所示,这种想法也可以扩展到不同的配置情况,如 $K=1$ 用于内部区域(中心), $K=3/2$ 用于外部区域(边界)。如图8.3(c)所示,通常使用3个以上的频率复用因子。

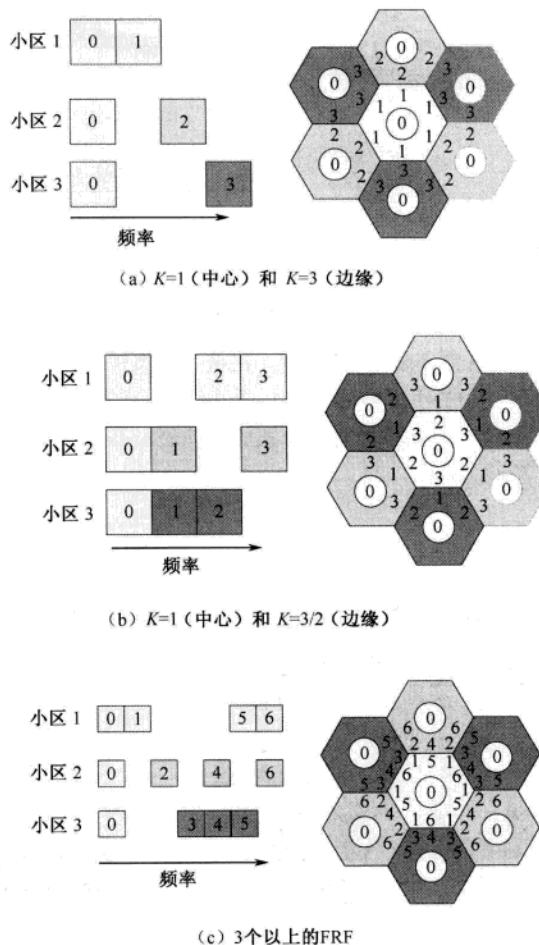


图 8.3 不同FRF的部分频率复用

8.1.2 软频率复用

在减少 OFDMA 蜂窝系统中的小区间干扰时,为了提高 FFR 方案的频带效率并且仍然可以实现 $K=1$, 可以根据用户的位置给不同的子带分配不同的功率。为小区边缘用户的子带分配较大的功率, 为小区中心用户的子带分配较小的功率, 同时按照 FFR 方案为相邻小区的边界分配正交的子带。这一概念被称为软频率复用 (Soft Frequency Reuse, SFR), 可以由图 8.4 (a) 中的例子说明, 其中整个带宽被分为 3 个子带。在图 8.4 (a) 中, 与图 8.1 (b) 中的分配方法一样, 为每个小区的边界用户只分配 1 个子带, 而将另外 2 个子带分配给每个小区的中心用户。为了对相邻小区的边界用户不产生明显的干扰, 在中心区域的用户必须以较小的功率使用这两个子带。与图 8.1 (b) 中的方案不同的是, 整个频带可以在所有小区中实现完全复用, 即 $K=1$ 。事实上, 通过为所有的中心用户分配较小的功率, 可以实现完全的频率复用。例如, 图 8.4 (a) 和图 8.4 (b) 分别使用了图 8.1 (b) 和图 8.3 的软频率复用方案。

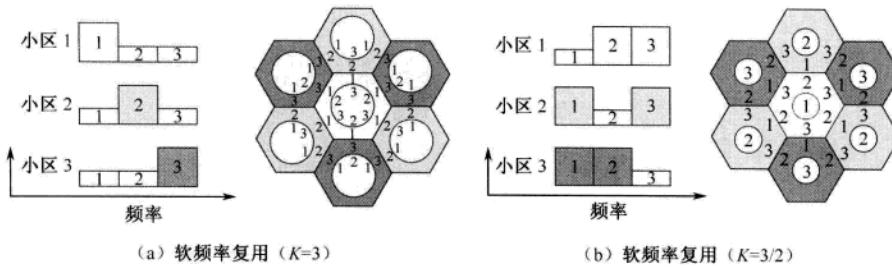


图 8.4 软频率复用

图 8.5 显示了 9 个子带的软频率复用方案^[199]。在这个方案中，整个带宽被分为 9 个子带，其中 6 个子带分配给发射功率较小的小区中心用户，而其他 3 个子带分配给发射功率较大的小区边缘用户。在 OFDMA 蜂窝系统中，软频率复用方案的本质就是在减少边缘用户的小区间干扰的同时获得完全的频率复用 ($K=1$)。

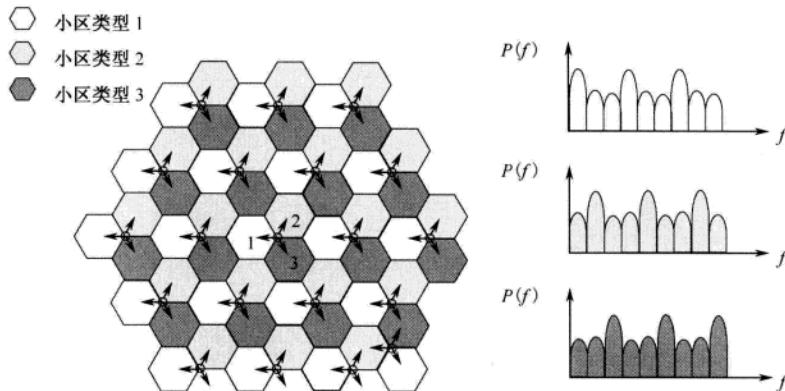


图 8.5 采用 9 个子带的软频率复用

8.1.3 灵活的部分频率复用

假设以连续或分散的方式将整个频带分成许多子带，每个子带主要分配给一个相邻的小区。换句话说，整个频带被分为多个组，每一组主要为一个相邻的小区预留。根据每个小区的业务需求，每个小区可以从相邻小区借一些为其预留的子信道。在相邻小区的资源分配信息完全已知的情况下，可以立刻借用原小区中没有使用的子信道。而且，可以将这些借来的子信道分配给信道条件更好的用户，因为这些用户能够使用更小的发射功率以减少小区间干扰。通过减小为相邻小区边界用户分配的子信道的功率，可以在每个小区中实现整个频带的完全复用。这种方法与 SFR 方案相似，但比 FFR 和 SFR 方案灵活，因此被称为灵活的 FFR。然而，在这个方法中，为了资源借用和功率分配，必须已知用户的 CQI 信息和相邻小区的资源分配信息^[200]。事实上，通过在相邻基站的特定接口（3GPP-LTE 标准中称为 X 接口）间的信息共享，已经实现了支持小区间的干扰协调（Inter-Cell Interference Coordination, ICIC）。

图 8.6 显示了有 3 个小区的 FFR 方案，每个小区都有其基本的子信道组。这里，分别为小区 A、B 和 C 保留 5 个基本子信道，保留的子信道组记为 $\{A_m\}_{m=1}^5$ 、 $\{B_m\}_{m=1}^5$ 和 $\{C_m\}_{m=1}^5$ 。假设小区 A

需要的资源数大于 $\left| \{A_m\}_{m=1}^5 \right|$ ，即需要额外的子信道，那么小区 A 会从其他小区借用 B_5 和 C_5 子信道。将子信道 $\{A_m\}_{m=1}^5$ 以大功率分配给拥有低 SINR 的用户，而被借用的子信道 B_5 和 C_5 以小功率分配给高 SINR 的用户。另一方面，假设小区 B 需求的资源数小于 $\left| \{B_m\}_{m=1}^5 \right|$ 。在这个例子中，对分配给低 SINR 用户（即弱用户）的 $\{B_m\}_{m=1}^5$ 子信道施加大功率。同时，对分配给高 SINR 用户（即强用户）的 $\{B_m\}_{m=1}^5$ 子信道施加小功率。在图 8.6 中小区 C 完全过载。因此，小区 C 除了使用了自己的基本子信道组 $\{C_m\}_{m=1}^5$ 之外，还借用了属于相邻小区的所有基本子信道组，并施加了小功率。

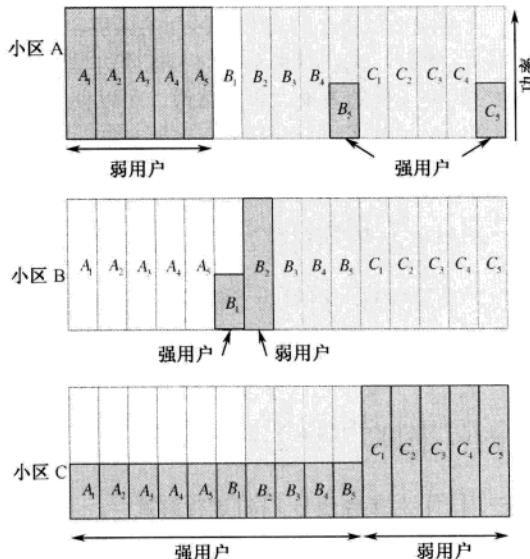


图 8.6 每个小区中最初有 5 个子带的FFR方案

8.1.4 动态信道分配

总的来说，为每个小区分配的信道数量是固定的。根据业务负载和时变的信道环境，可以由动态信道分配（Dynamic Channel Allocation, DCA）改变为每个小区分配的信道数。在时变信道环境下，对于轻度到中度的业务负载，DCA 的性能更好。然而，DCA 的实现成本更高，因为 DCA 会在基站间产生较高的信令负荷和很大的计算工作量。DCA 方案可以分为两类：集中式 DCA 和分布式 DCA。虽然集中式 DCA 能提供更优的性能，但基站间大量的通信会导致很大的系统时延，这是不切实际的。分布式 DCA 方案，依靠基站间共享有限的信息，根据信号强度或信噪比分配信道。

在基于 OFDM 的蜂窝系统中，DCA 可以更加有效地提高频谱效率。需要注意的是，在 DCA 方案中需要宽带信道估计和快速的信道重分配。在 OFDM 系统中，由于可以很容易地测量到每个子载波上的信道信息和信号干扰水平，因此 DCA 方案能够有效应用于 OFDM 蜂窝系统。基于测量的 DCA 方案应用于 OFDMA 的蜂窝系统，被称为先进的移动互联网服务（Advanced Cellular Internet Service, ACIS）^[201]。在这个系统中，MS 和 BS 都执行干扰感知，以避免选择在相邻小区中已经使用了的信道。而且，为了避免快速改变干扰，使用快速信道重分配。

另一个小区间干扰协调的技术就是在文献[202, 203]中提到的混合双工（HDD）方案。通过利用 TDD 和 FDD 的优势，HDD 方案在提供非对称数据服务和管理小区间干扰方面更加灵活和有效。与 FDD 系统一样，HDD 方案有一对频带，在其中一个频带上执行 TDD 操作，这样 HDD 允许同时执行 FDD 和 TDD 操作。

8.2 小区间干扰随机化技术

8.2.1 小区特定加扰

在 OFDM 蜂窝系统中，只要能够保持小区内和小区间的同步，因为子载波间的正交性，就可以认为每一个子信道是独立的。然而，来自相邻小区的干扰会引起性能的明显下降。因此，可以随机化干扰信号，实现平均小区间干扰的效果。更具体地，可以使用小区特定的扰码和小区特定的交织器来随机化干扰信号^[204]。令 $X^{(m)}[k]$ 和 $C^{(m)}[k]$ 分别表示第 m 个小区在子载波 k 上的发射信号和扰码， $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 。OFDM 频域接收信号可以表示为

$$Y[k] \approx \sum_{m=0}^{M-1} H^{(m)}[k] C^{(m)}[k] X^{(m)}[k] + Z[k] \quad (8.1)$$

其中， $H^{(m)}[k]$ 为子载波 k 上的信道增益， $Z[k]$ 为子载波 k 上的加性噪声。为了简单，在式 (8.1) 中省略了 OFDM 符号的编号。假设小区编号 $m=0$ 表示服务小区，式 (8.1) 可以分解为期望信号和小区间干扰部分：

$$Y[k] \approx H^{(0)}[k] C^{(0)}[k] X^{(0)}[k] + \sum_{m=1}^{M-1} H^{(m)}[k] C^{(m)}[k] X^{(m)}[k] + Z[k] \quad (8.2)$$

用服务基站的解扰码 $(C^{(0)}[k])^*$ 对接收信号 $Y[k]$ 进行解扰：

$$\begin{aligned} Y^{(0)}[k] &\approx (C^{(0)}[k])^* Y[k] \\ &\approx H^{(0)}[k] X^{(0)}[k] + \sum_{m=1}^{M-1} (C^{(0)}[k])^* H^{(m)}[k] C^{(m)}[k] X^{(m)}[k] + Z[k] \end{aligned} \quad (8.3)$$

其中， $|C^{(0)}[k]|^2 = 1$ 。假设 $X^{(m)}[k]$ 是独立同分布的均匀随机信号，而 $H^{(m)}[k]$ 的实部和虚部为高斯分布（即信道为瑞利衰落信道）。只要扰码是正交的，第二项就可以近似为加性高斯白噪声。换句话说，通过扰码可以将来自相邻小区的干扰白噪声化。

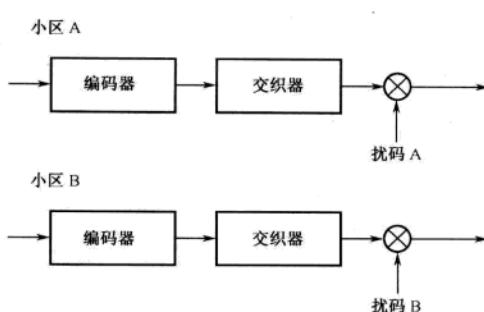


图 8.7 显示了小区特定加扰技术的框图^[205]。在这种技术中，每个小区发射的信号乘以唯一分配给该小区的扰码。发射信号也可以是经过编码和交织的信号。在单播传输中，将接收信号与扰码（与发射机的相同）相乘，小区特定加扰技术允许白化来自相邻小区的干扰。与扩频技术不同的是，加扰技术不需要扩展带宽，因为它的扩频因子为 1。

图 8.7 小区间干扰随机化技术框图

8.2.2 小区特定交织

小区特定交织技术通常被称为交织多址接入 (Interleaved Division Multiple Access, IDMA) 技术^[206]。IDMA 技术与单用户检测条件下的小区特定加扰技术相似, 因为它白化了相邻小区的干扰。IDMA 技术通过在每个小区使用一个特定的交织器把小区间的干扰白化处理, 而小区特定的加扰技术是通过特定的扰码来完成这个工作的。特别地, 当在 IDMA 中采用多用户检测技术时, IDMA 通过多用户检测器迭代消除干扰, 与小区特定的加扰技术相比, 能够更有效地减少小区间干扰。

图 8.8 显示了一个应用于 OFDMA 蜂窝系统下行链路的小区特定交织技术的例子。在这个例子中, 假设 BS1 中的 MS1 和 BS2 中的 MS2 使用相同的子信道。BS1 和 BS2 分别使用交织样式 1 和交织样式 2。每个 MS 使用其服务基站的交织样式来解码信号。在这种情况下, 来自相邻基站的干扰近似为 AWGN。

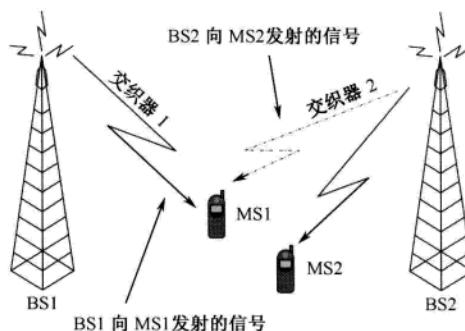


图 8.8 小区特定交织技术示例

8.2.3 跳频 OFDMA

考虑这样一种情况, 使用一个子带在多个时隙上发射一个数据突发。子带被定义为 OFDMA 系统中的一组连续子载波。在不同的时隙使用不同的子带发送相同的数据突发, 这样可以避免突发错误, 或者在频率选择性衰落信道中能够获得频率分集。在 OFDMA 跳频 (Frequency Hopping, FH) 技术中, 频域中的子带根据一个预先定义的跳频图案跳变^[207]。在 OFDMA 蜂窝系统中, 当每个小区使用不同的跳频图案时, 跳频是一种平均小区间干扰的有效技术。换句话说, 它可以随机化所有相邻小区之间各子频带的碰撞。因此, 它被称为跳频 OFDMA (FH-OFDMA) 技术。从实现的观点考虑, FH-OFDMA 技术通常需要大的内存, 因为需要缓存在跳频图案一个周期内的所有数据, 用于接收机的解码。

图 8.9 (a) 显示了在连续的时隙内用于两个相邻小区的数据突发的两个不同的跳频图案, 其中一个小区的数据突发记为 A, 用实线表示, 而来自另一个小区的干扰用虚线表示。承载数据突发 A 的子带在时隙 3 被相邻小区所干扰, 而在时隙 5 陷入深度衰落。然而, 在其他时隙中, 因为跳频图案不同, 承载数据突发 A 的子带不会被相邻小区的子带所干扰。这种基于子带的跳频技术使我们能够在 OFDMA 蜂窝系统中同时实现频率分集和小区间干扰的随机化。图 8.9 (b) 给出了另外一个跳频图案的例子。

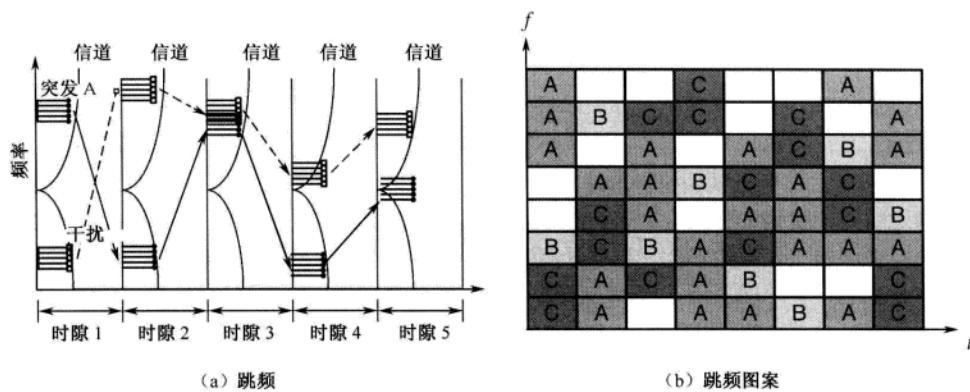


图 8.9 跳频OFDMA技术：一个示例

8.2.4 随机子载波分配

在随机子载波分配技术中，定义子信道为随机分布于整个频带内的一组子载波。在每个子信道中随机分配子载波能够获得分集增益。以随机方式分配子载波可以使相邻小区间的子载波发生碰撞的概率最低，即随机化了 OFDMA 系统中的小区间干扰。图 8.10 说明了随机子载波分配技术的概念。其中，碰撞只发生在 8 个小区中任意的两个相邻小区的一个子载波上。如图 8.10 所示，只有少数子载波出现小区间的碰撞（小区 1 和小区 4、小区 0 和小区 2、小区 3 和小区 6 等）。与 FH-OFDMA 技术相比，随机子载波分配技术显示出了类似的性能，只要随机分配技术中的子载波总数与 FH 技术中在一个跳频图案周期内使用的子载波数相同。因为接收机的 OFDM 符号单元可以对数据解码，所以随机子载波分配技术不需要大的用于缓存数据的存储器。移动 WiMAX 系统的子信道化是随机子载波分配的一个具体示例 [208]。

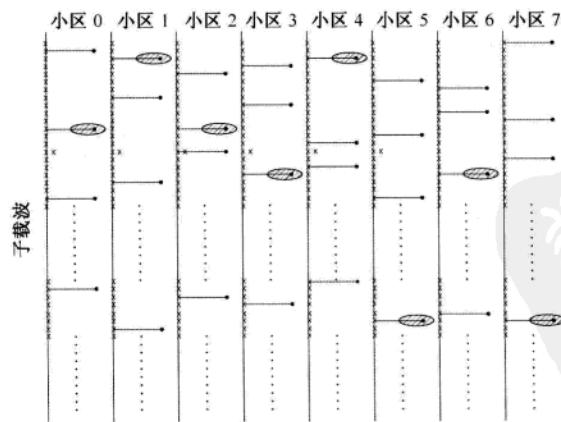


图 8.10 随机子载波分配的例子

8.3 小区间干扰消除技术

8.3.1 干扰抑制合并技术

为了消除相邻小区的干扰，首先需要检测干扰信号，然后将其从接收信号中删除。在实际中，通常很难检测来自相邻小区的干扰信号。然而，在接收机使用多天线时，可以利用空间特征来抑制干扰。干扰抑制合并（Interference Rejection Combining, IRC）技术就是一个例子，该技术利用在多根接收天线处的干扰统计特性（同信道干扰的相关特性）^[209]。IRC技术可以被看做最大比合并（Maximum Ratio Combining, MRC）技术的一个推广，它将接收信号的空间特性应用于接收机的干扰抑制合并。

如图8.11所示，考虑具有 M 根接收天线且受相邻小区干扰和噪声影响的接收机。令 $H_i[k]$ 和 $Z_i[k]$ 分别表示在接收机第 i 根天线的第 k 个子载波上的信道增益和加性噪声/干扰 $(i=0,1,\dots,M)$ 。假设 $Z_i[k]$ 为具有零均值的高斯随机变量。对于发射信号 $X[k]$ ，在第 i 根天线上的接收信号可以表示为

$$Y_i[k] = H_i[k]X[k] + Z_i[k], \quad i=1,2,\dots,M \quad (8.4)$$

或以向量形式表示为

$$\mathbf{Y}[k] = \mathbf{H}[k]\mathbf{X}[k] + \mathbf{Z}[k] \quad (8.5)$$

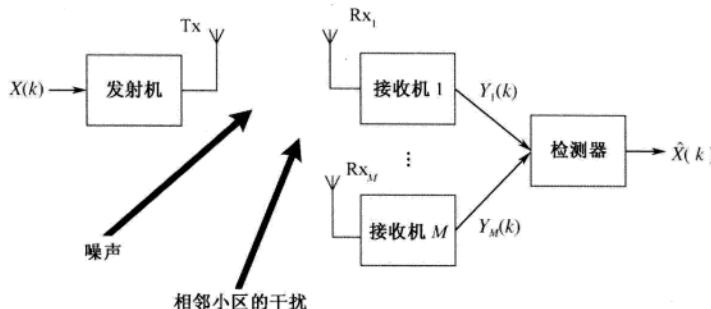


图8.11 IRC技术的系统模型

其中

$$\mathbf{Y}[k] = [Y_1[k] \ Y_2[k] \ \dots \ Y_M[k]]^T$$

$$\mathbf{H}[k] = [H_1[k] \ H_2[k] \ \dots \ H_M[k]]^T$$

$$\mathbf{Z}[k] = [Z_1[k] \ Z_2[k] \ \dots \ Z_M[k]]^T$$

令 $\mathbf{Z}[k]$ 的协方差矩阵为 $\mathbf{Q}[k]$ ，即 $\mathbf{Q} = E\{\mathbf{Z}[k]\mathbf{Z}^H[k]\}$ 。对于相干带宽为 K 个子载波的情况，协方差矩阵可以近似为

$$\hat{\mathbf{Q}} = \sum_{k=1}^K (\mathbf{Y}[k] - \hat{\mathbf{H}}[k]\mathbf{X}[k]) \cdot (\mathbf{Y}[k] - \hat{\mathbf{H}}[k]\mathbf{X}[k])^H \quad (8.6)$$

此处，假设估计的信道 $\hat{\mathbf{H}}[k]$ 是正确的。只要信道不发生变化，在初始阶段通过前导码（或导

频) 估计的协方差矩阵就可以用于数据发送阶段的信号检测。假设所有的接收信号具有相同的概率分布, 则发射信号的最大似然解可由下式给出:

$$\begin{aligned}\hat{X}[k] &= \arg \max_{X[k]} \frac{1}{\pi^M |\hat{\mathbf{Q}}|} \exp \left\{ -\left(\mathbf{Y}[k] - \hat{\mathbf{H}}[k] X[k] \right)^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \left(\mathbf{Y}[k] - \hat{\mathbf{H}}[k] X[k] \right) \right\} \\ &= \arg \min_{X[k]} \left(\mathbf{Y}[k] - \hat{\mathbf{H}}[k] X[k] \right)^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \left(\mathbf{Y}[k] - \hat{\mathbf{H}}[k] X[k] \right)\end{aligned}\quad (8.7)$$

对式 (8.7) 中理想的 ML 解近似, 可以设计出实用的小区间干扰消除技术。

8.3.2 IDMA 多用户检测

在 8.2.2 节中, 我们已经讨论了单用户 IDMA 技术, 其中接收机将干扰视为噪声。在采用多用户接收机的 IDMA 技术中, 通过解调干扰信号和期望信号, 以及用后验概率译码器迭代译码, 可以提高性能^[206]。图 8.12 显示了 OFDM-IDMA 接收机中的迭代多用户检测器的框图。

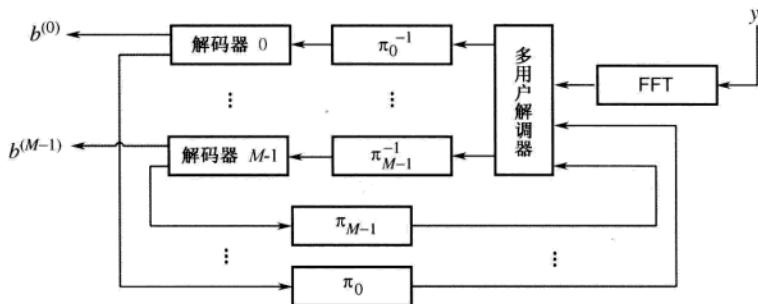


图 8.12 OFDM-IDMA 接收机中迭代多用户检测器的框图

在发射端, 编码后的信号首先被小区特定的交织器 π_m 交织, 然后通过 IFFT 被调制在子载波上。在接收端, 接收信号 y 通过 FFT 模块, 进入多用户解调器。在多用户解调器中, 计算每个用户的软输出、信道信息和外部信息。然后通过用户解码模块, 判决发送的比特。外部信息和判决的比特被反馈到多用户解调器。小区特定的交织器 π_m (与发射机的一样) 和相应的解交织器 π_m^{-1} 用来降低多用户的解调器和用户解码块的相关性。随着迭代次数的增加, 解码变得更加可靠。

9 章

MIMO 信道容量

与传统的单天线系统相比，在不需要额外的发射功率或频带的情况下，多天线系统容量以 $\min(N_{\text{Tx}}, N_{\text{Rx}})$ 因子增加，其中 N_{Tx} 为发射天线数， N_{Rx} 为接收天线数。为了满足现在或未来通信系统具有更高数据速率的不断需求^[210, 211]，人们积极地研究了多天线系统并成功应用于新兴的宽带无线接入网络（如移动 WiMAX）^[212]。

即使给定高信道容量的无线信道，我们仍需要寻找能够获得高速传输或高可靠性的技术。多天线技术大致可以分为两类：分集技术和空间复用技术^[213]。分集技术利用多天线接收或者发射载有同一信息的信号，从而提高传输的可靠性^[214, 215]。分集技术的基本思想是将瑞利衰落无线信道转换成更加稳定的信道，像 AWGN 一样没有灾难性的信号衰落。我们将在第 10 章中讨论分集技术。另一方面，在空间复用技术中，多个天线同时发送多个独立的数据流，从而实现更高的传输速率。我们将在第 11 章中讨论空间复用技术。当使用空间复用技术时，可以获得的最大传输速率能够达到 MIMO 信道容量。然而，当使用分集技术时，可以获得的传输速率比 MIMO 信道容量小得多。

本章主要讨论 MIMO 无线信道的容量。首先讨论在通信容量表达式中经常用到的矩阵恒等式，之后在给出确定性信道或随机信道的 MIMO 系统容量。

9.1 有用的矩阵理论

矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}}$ 的奇异值分解（Singular Value Decomposition, SVD）可以表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (9.1)$$

其中， $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Rx}}}$ 和 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}$ 都为酉矩阵¹； $\boldsymbol{\Sigma} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}}$ 为对角矩阵，其对角线上的元素为非负实数，非对角线上的元素为零。 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的对角线元素是矩阵 \mathbf{H} 的奇异值，记为 $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{N_{\min}}$ ，其中 $N_{\min} \triangleq \min(N_{\text{Tx}}, N_{\text{Rx}})$ 。在实际中，假设 $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_{N_{\min}}$ ，即 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的对角线元素是矩阵 \mathbf{H} 经过排序的奇异值。 \mathbf{H} 的秩等于非零奇异值的个数，即 $\text{rank}(\mathbf{H}) \leq N_{\min}$ 。在 $N_{\min} = N_{\text{Tx}}$ 的情况下，式 (9.1) 中的 SVD 也可以表示为

¹ 酉矩阵 \mathbf{U} 满足 $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}}$ ，其中 $\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}}$ 是 $N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Rx}}$ 的单位矩阵。

$$\begin{aligned}
\mathbf{H} &= \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H \\
&= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{N_{\min}} & \mathbf{U}_{N_{\text{Rx}} - N_{\min}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Sigma_{N_{\min}} \\ \mathbf{0}_{N_{\text{Rx}} - N_{\min}} \end{bmatrix}}_{\Sigma} \mathbf{V}^H \\
&= \mathbf{U}_{N_{\min}} \Sigma_{N_{\min}} \mathbf{V}^H
\end{aligned} \tag{9.2}$$

其中, $\mathbf{U}_{N_{\min}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\min}}$ 由 N_{\min} 个最大非零奇异值对应的左奇异值向量构成, 且 $\Sigma_{N_{\min}} \in \mathbb{C}^{N_{\min} \times N_{\min}}$ 是方阵。由于 $\mathbf{U}_{N_{\min}}$ 中的 N_{\min} 个奇异值向量的长度为 N_{Rx} , 所以总是存在 $N_{\text{Rx}} - N_{\min}$ 个奇异值向量使得 $\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{N_{\min}} & \mathbf{U}_{N_{\text{Rx}} - N_{\min}} \end{bmatrix}$ 是酉矩阵。在 $N_{\min} = N_{\text{Rx}}$ 的情况下, 式 (9.1) 中的 SVD 可以表示为

$$\begin{aligned}
\mathbf{H} &= \mathbf{U} \underbrace{\begin{bmatrix} \Sigma_{N_{\min}} & \mathbf{0}_{N_{\text{Tx}} - N_{\min}} \end{bmatrix}}_{\Sigma} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{N_{\min}}^H \\ \mathbf{V}_{N_{\text{Tx}} - N_{\min}}^H \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}^H} \\
&= \mathbf{U} \Sigma_{N_{\min}} \mathbf{V}_{N_{\min}}^H
\end{aligned} \tag{9.3}$$

其中, $\mathbf{V}_{N_{\min}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\min}}$ 由 N_{\min} 个右奇异值向量构成。给定 \mathbf{H} 的 SVD, 以下的特征值分解成立:

$$\mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{U} \Sigma \Sigma^H \mathbf{U}^H = \mathbf{Q} \mathbf{A} \mathbf{Q}^H \tag{9.4}$$

其中, $\mathbf{Q} = \mathbf{U}$, 满足 $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}}$, 且 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Rx}}}$ 是对角矩阵, 其对角元素为

$$\lambda_i = \begin{cases} \sigma_i^2, & i = 1, 2, \dots, N_{\min} \\ 0, & i = N_{\min} + 1, \dots, N_{\text{Rx}} \end{cases} \tag{9.5}$$

因为 \mathbf{A} 的对角元素是特征值 $\{\lambda_i\}_{i=1}^{N_{\text{Rx}}}$, 所以式 (9.5) 说明 \mathbf{H} 的奇异值的平方 $\{\sigma_i^2\}$ 是埃米特对称矩阵 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 或 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 的特征值。

对于一个非埃米特方阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ (或非对称实矩阵), 其特征值分解可表示为

$$\mathbf{H} \underbrace{[\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2 \cdots \mathbf{x}_n]}_{\mathbf{X}} = \underbrace{[\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2 \cdots \mathbf{x}_n]}_{\mathbf{X}} \mathbf{A}_{\text{non-}H} \tag{9.6}$$

或等价地表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{X} \mathbf{A}_{\text{non-}H} \mathbf{X}^{-1} \tag{9.7}$$

其中, $\{\mathbf{x}_i\}_{i=1}^n \in \mathbb{C}^{n \times 1}$ 为 $\mathbf{A}_{\text{non-}H} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ 中特征值对应的右特征值向量。在式 (9.7) 中, 假设特征值向量是线性无关的。比较式 (9.4) 和式 (9.7), 很容易看出非埃米特矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ 的特征值向量不是正交的, 而埃米特矩阵 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的特征值向量是正交的, 即 $\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{Q}^H$ 。

此外, MIMO 信道的 Frobenius 范数的平方被认为是信道增益的总功率, 即

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = \text{Tr}(\mathbf{H} \mathbf{H}^H) = \sum_{i=1}^{N_{\text{Rx}}} \sum_{j=1}^{N_{\text{Tx}}} |h_{i,j}|^2 \tag{9.8}$$

利用式 (9.4) 中的特征值分解, 式 (9.8) 可以表示为

$$\begin{aligned}
\|\mathbf{H}\|_F^2 &= \|\mathbf{Q}^H \mathbf{H}\|_F^2 \\
&= \text{Tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{Q}) \\
&= \text{Tr}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \mathbf{A} \mathbf{Q}^H \mathbf{Q}) \\
&= \text{Tr}(\mathbf{A})
\end{aligned} \tag{9.9}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{i=1}^{N_{\min}} \lambda_i \\
 &= \sum_{i=1}^{N_{\min}} \sigma_i^2
 \end{aligned}$$

在推导公式(9.9)的过程中用到了如下性质:与酉矩阵相乘,矩阵的Frobenius范数保持不变。

9.2 确定性MIMO信道容量

如图9.1所示,对于 N_{Tx} 根发射天线和 N_{Rx} 根接收天线的MIMO系统,时不变窄带无线信道可以表示成 $N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}$ 的确定性矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}}$ 。对于由 N_T 个独立符号 $x_1, x_2, \dots, x_{N_{\text{Tx}}}$ 构成的发射信号向量 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times 1}$,接收信号 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times 1}$ 可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_x}{N_{\text{Tx}}}} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (9.10)$$

其中, $\mathbf{z} = (z_1, z_2, \dots, z_{N_{\text{Rx}}})^T \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times 1}$ 是噪声向量,假设服从零均值循环对称复高斯(Zero Mean Circular Symmetric Complex Gaussian, ZMCSCG)分布。对于任意的 θ ,当 $e^{j\theta} \mathbf{z}$ 与 \mathbf{z} 具有相同的分布时,向量 \mathbf{z} 被称为是循环对称的。发送信号向量的自相关矩阵定义为

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} \quad (9.11)$$

当假设每一根发射天线的发射功率为1时,有 $\text{Tr}(\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}) = N_{\text{Tx}}$ 。

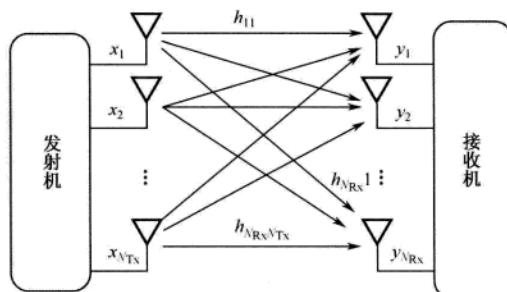


图9.1 $N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}$ MIMO系统

9.2.1 发射端已知CSI时的信道容量

确定性信道的容量被定义为

$$C = \max_{f(\mathbf{x})} I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) \text{ bit/channel use} \quad (9.12)$$

其中, $f(\mathbf{x})$ 为发射信号向量 \mathbf{x} 的PDF, $I(\mathbf{x}; \mathbf{y})$ 为随机向量 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 的互信息。通过改变发射信号向量PDF得到的最大互信息就是信道容量。根据信息论的基本原理,两个连续随机向量 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 的互信息为

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{y} | \mathbf{x}) \quad (9.13)$$

其中, $H(\mathbf{y})$ 为 \mathbf{y} 的微分熵, $H(\mathbf{y} | \mathbf{x})$ 为当 \mathbf{x} 给定时 \mathbf{y} 的条件微分熵。利用式(9.10)中两个随机

向量 \mathbf{z} 和 \mathbf{x} 之间的统计独立性, 可以得到如下关系:

$$H(\mathbf{y} | \mathbf{x}) = H(\mathbf{z}) \quad (9.14)$$

利用式 (9.14), 可以将式 (9.13) 表示为

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{z}) \quad (9.15)$$

从式 (9.15) 中可以看出如果 $H(\mathbf{z})$ 为一常数, 那么当 $H(\mathbf{y})$ 达到最大时实现互信息最大化。此外, 根据式 (9.10), \mathbf{y} 的自相关矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{yy} &= E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} = E\left\{\left(\sqrt{\frac{E_x}{N_{Tx}}}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z}\right)\left(\sqrt{\frac{E_x}{N_{Tx}}}\mathbf{x}^H\mathbf{H}^H + \mathbf{z}^H\right)\right\} \\ &= E\left\{\left(\frac{E_x}{N_{Tx}}\mathbf{H}\mathbf{x}\mathbf{x}^H\mathbf{H}^H + \mathbf{z}\mathbf{z}^H\right)\right\} \\ &= \frac{E_x}{N_{Tx}}E\{\mathbf{H}\mathbf{x}\mathbf{x}^H\mathbf{H}^H + \mathbf{z}\mathbf{z}^H\} \\ &= \frac{E_x}{N_{Tx}}\mathbf{H}E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}\mathbf{H}^H + E\{\mathbf{z}\mathbf{z}^H\} \\ &= \frac{E_x}{N_{Tx}}\mathbf{H}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{H}^H + N_0\mathbf{I}_{N_{Rx}} \end{aligned} \quad (9.16)$$

其中, E_x 为发射信号的能量, N_0 为加性噪声 $\{\mathbf{z}_i\}_{i=1}^{N_{Rx}}$ 的功率谱密度。当 \mathbf{y} 为 ZMCSCG 向量时, 微分熵 $H(\mathbf{y})$ 最大, 因此要求 \mathbf{x} 也是 ZMCSCG 向量。 \mathbf{y} 和 \mathbf{z} 的互信息分别为

$$\begin{aligned} H(\mathbf{y}) &= \log_2 \left\{ \det \left(\pi e \mathbf{R}_{yy} \right) \right\} \\ H(\mathbf{z}) &= \log_2 \left\{ \det \left(\pi e N_0 \mathbf{I}_{N_{Rx}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (9.17)$$

在文献[217]中, 已经证明了利用式 (9.17), 式 (9.15) 中的互信息可以表示为

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{Rx}} + \frac{E_x}{N_{Tx} N_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (9.18)$$

确定性 MIMO 信道的容量可以表示为

$$C = \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{xx}) = N_{Tx}} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{Rx}} + \frac{E_x}{N_{Tx} N_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (9.19)$$

如图 9.2 所示, 当发射端已知信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 时, 执行模态分解, 在发射机用 \mathbf{V} 预处理发射信号, 然后在接收机用 \mathbf{U}^H 后处理接收信号。

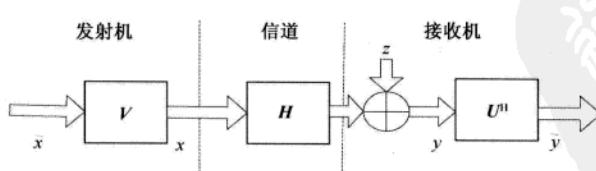


图 9.2 发射端可以获得CSI时的模态分解

根据图 9.2 中的标记, 接收机的输出信号可以表示为

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\frac{E_x}{N_{Tx}}} \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}} \quad (9.20)$$

其中, $\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{U}^H \mathbf{z}$ 。利用式(9.1)中的奇异值分解, 式(9.20)可以重新写为

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\frac{E_x}{N_{\text{Tx}}}} \Sigma \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}}$$

等价为 r 个虚拟的 SISO 信道:

$$\tilde{y}_i = \sqrt{\frac{E_x}{N_{\text{Tx}}}} \sqrt{\lambda_i} \tilde{x}_i + \tilde{z}_i, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (9.21)$$

上面的等价表达式可由图 9.3 来说明。如果第 i 根发射天线的发射功率为 $\gamma_i = E\{|x_i|^2\}$, 那么第 i 个虚拟的 SISO 信道容量为

$$C_i(\gamma_i) = \log_2 \left(1 + \frac{E_x \gamma_i}{N_{\text{Tx}} N_0} \lambda_i \right), \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (9.22)$$

假设发射机可用的总功率为

$$E\{\mathbf{x}^H \mathbf{x}\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} E\{|x_i|^2\} N_{\text{Tx}} \quad (9.23)$$

此时, MIMO 信道容量是所有虚拟 SISO 信道容量之和, 即

$$C = \sum_{i=1}^r C_i(\gamma_i) = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_x \gamma_i}{N_{\text{Tx}} N_0} \lambda_i \right) \quad (9.24)$$

式(9.24)必须满足式(9.23)中的总功率约束。通过求解下面的功率分配问题, 能够得到式(9.24)中的最大容量:

$$\begin{aligned} C &= \max_{\{\gamma_i\}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_x \gamma_i}{N_{\text{Tx}} N_0} \lambda_i \right) \\ \text{s.t. } \sum_{i=1}^r \gamma_i &= N_{\text{Tx}} \end{aligned} \quad (9.25)$$

可以证明式(9.25)中的最优化问题的解为

$$\gamma_i^{\text{opt}} = \left(\mu - \frac{N_{\text{Tx}} N_0}{E_x \lambda_i} \right)^+, \quad i = 1, \dots, r \quad (9.26)$$

$$\sum_{i=1}^r \gamma_i^{\text{opt}} = N_{\text{Tx}} \quad (9.27)$$

其中, μ 是一个常数, $(x)^+$ 被定义为

$$(x)^+ = \begin{cases} x, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (9.28)$$

当满足式(9.27)的约束条件时, 式(9.26)的解可由著名的注水功率算法得到。如图 9.4 所示(也可参见 4.2.5 节), 注水算法给更高的 SNR 模式分配更多的功率。如果模式的 SNR 低于给定门限 μ , 则该模式不能被使用, 即不给该模式分配功率。

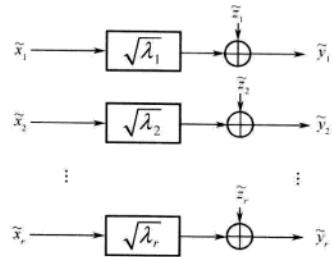
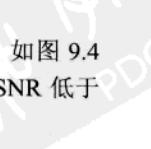


图 9.3 由 MIMO 信道模态分解得到的 r 个虚拟 SISO 信道



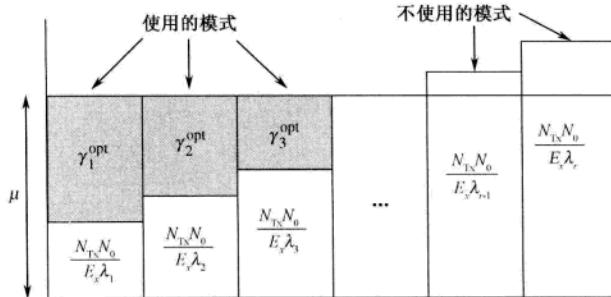


图 9.4 注水功率分配算法

9.2.2 发射端未知 CSI 时的信道容量

当发射机未知 \mathbf{H} 时, 在所有发射天线上平均分配功率。也就是说, 发射信号向量 \mathbf{x} 的自相关函数为

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{I}_{N_{Tx}} \quad (9.29)$$

在这种情况下, 信道容量可以表示为

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{Rx}} + \frac{E_x}{N_{Tx}N_0} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \quad (9.30)$$

利用特征值分解 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}^H$ 和恒等式 $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{AB}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{BA})$, 其中 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ 和 $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{n \times m}$, 式 (9.30) 中的信道容量可以表示为

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{Rx}} + \frac{E_x}{N_{Tx}N_0} \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}^H \right) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{Rx}} + \frac{E_x}{N_{Tx}N_0} \mathbf{A} \right) \\ &= \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_{Tx}N_0} \lambda_i \right) \end{aligned} \quad (9.31)$$

其中, r 为 \mathbf{H} 的秩, 即 $r = N_{\min} \triangleq \min(N_{Tx}, N_{Rx})$ 。从式 (9.31) 中可以看出, MIMO 信道转换为 r 个虚拟的 SISO 信道, 每个信道的发射功率为 E_x/N_{Tx} , 并且第 i 个 SISO 信道的增益为 λ_i 。注意, 式 (9.31) 是式 (9.24) 在 $\gamma_i = 1$, $i = 1, 2, \dots, r$ 特殊情况下的结果。当发射机不能获得 CSI 时, 总功率平均分配给所有的发射天线。

如果总的信道增益是固定不变的, 如 $\|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{i=1}^r \lambda_i = \zeta$, \mathbf{H} 是满秩的, $N_{Tx} = N_{Rx} = N$, $r = N$, 那么当所有并行的 SISO 信道拥有相同的奇异值时, 式 (9.31) 的信道容量达到最大。也就是说, SISO 信道的奇异值为

$$\lambda_i = \frac{\zeta}{N}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (9.32)$$

式 (9.32) 说明当信道正交时 MIMO 信道容量达到最大, 即信道具有如下特征:

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{H}^H\mathbf{H} = \frac{\zeta}{N} \mathbf{I}_N \quad (9.33)$$

式 (9.33) 使得 MIMO 信道容量是每个并行信道容量的 N 倍, 即

$$C = N \log_2 \left(1 + \frac{\zeta E_x}{N_0 N} \right) \quad (9.34)$$

9.2.3 SIMO 和 MISO 信道容量

对于具有一根发射天线、 N_{Rx} 根接收天线的 SIMO 信道，信道增益为 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times 1}$ ，因此 $r=1$ ， $\lambda_1 = \|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2$ 。不论发射机已知或者未知 CSI，信道容量都为

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_0} \|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2 \right) \quad (9.35)$$

如果 $|h_i|^2 = 1$ ， $i=1, 2, \dots, N_{\text{Rx}}$ ，有 $\|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2 = N_{\text{Rx}}$ ，那么式 (9.35) 中的容量可以表示为

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_0} N_{\text{Rx}} \right) \quad (9.36)$$

从式 (9.36) 中可以看出，信道容量随天线数量对数增加；此外，只能发射一个数据流，且发射机对 CSI 的获取根本不能改善信道容量。

在 MISO 信道下，信道增益为 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{1 \times N_{\text{Tx}}}$ ，因此 $r=1$ ， $\lambda_1 = \|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2$ 。当发射机未知 CSI 时，信道容量为

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_{\text{Tx}} N_0} \|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2 \right) \quad (9.37)$$

如果 $|h_i|^2 = 1$ ， $i=1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}$ ，有 $\|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2 = N_{\text{Tx}}$ ，那么式 (9.37) 简化为

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_0} \right) \quad (9.38)$$

从式 (9.38) 中可以看出，MISO 信道容量与 SISO 信道容量相同。人们可能会问：当与单发射天线系统的容量相同时，多发射天线系统的优势是什么？尽管两个系统能够获得相同的最大传输速率，但是有多种方法利用多天线。例如，空时编码技术可以提高传输的可靠性，这将在第 10 章中进行讨论。

当发射机可以获得 CSI (\mathbf{h} 已知) 时，可以把发射功率集中于当前信道的某个特定模式。换句话说，发射 $(\mathbf{h}^H / \|\mathbf{h}\|) \mathbf{x}$ 而不是直接发射 \mathbf{x} 。接收信号可以表示为

$$y = \sqrt{E_x} \mathbf{h} \cdot \frac{\mathbf{h}^H}{\|\mathbf{h}\|} \mathbf{x} + z = \sqrt{E_x} \|\mathbf{h}\| \mathbf{x} + z \quad (9.39)$$

式 (9.39) 中接收信号的功率提高了 N_{Tx} 倍，因此信道容量为

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_0} \|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2 \right) = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_0} N_{\text{Tx}} \right) \quad (9.40)$$

9.3 随机 MIMO 信道容量

在 9.2 节中，假设 MIMO 信道是确定性的。然而，MIMO 信道通常是随机变化的，因此 \mathbf{H} 是随机矩阵，这意味着 MIMO 信道的容量也是随机时变的。换句话说，MIMO 信道的容量可以通过它

的时间平均给出。在实际中，假设随机信道是遍历¹过程。然后，考虑 MIMO 信道容量的统计概念：

$$\bar{C} = E\{C(\mathbf{H})\} = E\left\{\max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{xx})=N_{\text{Tx}}} \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{N_{\text{Tx}}N_0} \mathbf{H}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{H}^H\right)\right\} \quad (9.41)$$

\bar{C} 通常被称为遍历信道容量。例如，对于发射机未知 CSI 的开环系统，由式 (9.31) 可以得到其遍历信道容量为

$$\bar{C}_{\text{OL}} = E\left\{\sum_{i=1}^r \log_2\left(1 + \frac{E_x}{N_{\text{Tx}}N_0} \lambda_i\right)\right\} \quad (9.42)$$

类似地，对于发送端使用 CSI 的闭环系统，由式 (9.24) 可以得到其遍历信道容量为

$$\bar{C}_{\text{CL}} = E\left\{\sum_{i=1}^r \log_2\left(1 + \frac{E_x}{N_{\text{Tx}}N_0} \gamma_i \lambda_i\right)\right\} \quad (9.43)$$

$$= E\left\{\sum_{i=1}^r \log_2\left(1 + \frac{E_x}{N_{\text{Tx}}N_0} \gamma_i^{\text{opt}} \lambda_i\right)\right\} \quad (9.44)$$

信道容量的另一个统计概念是信道的中断容量。中断概率定义为

$$P_{\text{out}}(R) = \Pr(C(\mathbf{H}) < R) \quad (9.45)$$

换句话说，如果对传输速率为 R bps/Hz 的数据，不能实现任意小的译码差错概率，那么这个系统就处于中断状态。信道的 ε 中断容量定义为：使式 (9.45) 中的中断概率小于 ε 的可能的最大数据速率。换句话说，信道的中断容量就是满足 $P(C(\mathbf{H}) \leq C_{\varepsilon}) = \varepsilon$ 所对应的 C_{ε} 。

运行程序 9.1 (“Ergodic_Capacity_CDF.m”), 可以得到当发射机未知 CSI 时随机 MIMO 信道容量的 CDF。运行结果如图 9.5 所示，图中显示了 SNR 为 10 dB 时 2×2 和 4×4 随机 MIMO 信道容量的 CDF，同时示意了 $\varepsilon = 0.01$ 时的中断容量。从图 9.5 中可以清楚地看出，MIMO 的系统容量随着发射和接收天线数的增加得到了改善。

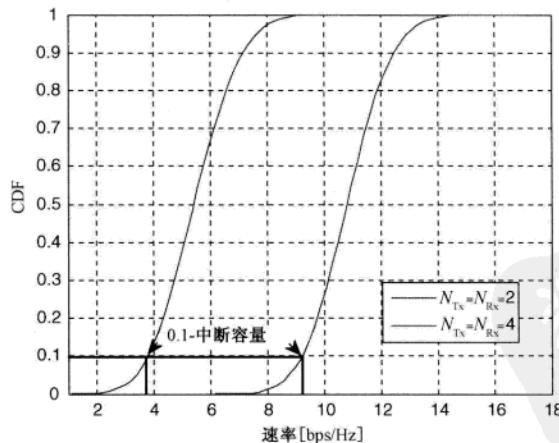


图 9.5 MIMO 信道容量的分布 (SNR=10dB, 发射机未知CSI)

¹ 对于随机过程的所有实现来说，如果它的时间平均收敛于相同的极限，如对于一个离散随机过程 $X[n]$ ，当 $N \rightarrow \infty$ 时， $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X[n] \rightarrow E\{X[n]\}$ ，则称这个随机过程是遍历的。

MATLAB程序：MIMO信道遍历容量

程序9.1“Ergodic_Capacity_CDF.m”，MIMO信道遍历容量

```
% Ergodic_Capacity_CDF.m
clear all, close all
SNR_dB = 10;
SNR_linear = 10.^ (SNR_dB/10.);
N_iter = 50000;
sq2=sqrt(0.5);
grps = ['b-'; 'b-'];
for Icase = 1 : 2
    if Icase == 1
        nT=2;
        nR=2;    % 2×2
    else
        nT=4;
        nR=4;    % 4×4
    end
    n = min(nT,nR);
    I = eye(n);
    for iter = 1 : N_iter
        H = sq2*(randn(nR,nT)+j*randn(nR,nT));
        C(iter) = log2(real(det(I+SNR_linear/nT*H'*H)));
    end
    [PDF,Rate] = hist(C,50);
    PDF = PDF/N_iter;
    for i = 1 : 50
        CDF(Icase,i) = sum(PDF([1:i]));
    end
    plot(Rate,CDF(Icase,:),grps(Icase,:))
    hold on
end
xlabel('Rate[bps/Hz]')
ylabel('CDF')
axis([1 18 0 1]), grid on
set(gca,'fontsize',10)
legend('{'it N_T}={\it N_R}=2','{'it N_T}={\it N_R}=4')
```

利用程序9.2（“Ergodic_Capacity_vs_SNR.m”），可以计算当发射端未知CSI时，MIMO信道在不同SNR下的遍历容量。运行结果如图9.6所示，图中显示了天线数变化时的遍历容量，条件与图9.5相同。

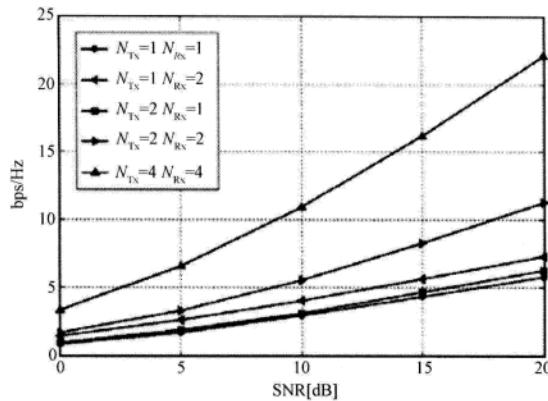


图 9.6 发射机未知CSI时的MIMO信道遍历容量

MATLAB 程序：不同天线配置下的遍历信道容量

程序 9.2 “Ergodic_Capacity_vs_SNR.m”，不同天线配置下的信道遍历容量

```
% Ergodic_Capacity_vs_SNR.m
clear all, close all
SNR_dB = [0:5:20];
SNR_linear = 10.^ (SNR_dB/10.);
N_iter = 1000;
sq2 = sqrt(0.5);
for Icase = 1 : 5
    if Icase == 1
        nT = 4;
        nR = 4;    % 4×4
    elseif Icase == 2
        nT = 2;
        nR = 2;    % 2×2
    elseif Icase == 3
        nT = 1;
        nR = 1;    % 1×1
    elseif Icase == 4
        nT = 1;
        nR = 2;    % 1×2
    else
        nT = 2;
        nR = 1;    % 2×1
    end
    n = min(nT,nR);
    I = eye(n);
    C(Icase,:) = zeros(1,length(SNR_dB));
    for iter = 1 : N_iter
        H = sq2*(randn(nR,nT)+j*randn(nR,nT));
        % 信道容量计算
        C(Icase,iter) = log2(1+abs(H)^2);
    end
end
```

```

if nR >= nT
    HH = H'*H;
else
    HH = H*H';
end
for i = 1 : length(SNR_dB)    % 产生随机信道
    C(Icase,i) = C(Icase,i)+log2(real(det(I+SNR_linear(i)/nT*HH)));
end
end
C = C/N_iter;
plot(SNR_dB,C(1,:),'k-o', SNR_dB,C(2,:),'k-<', SNR_dB,C(3,:),'k-s')
hold on
plot(SNR_dB,C(4,:),'k->', SNR_dB,C(5,:),'k-^')
xlabel('SNR[dB]', ylabel('bps/Hz')
set(gca,'fontsize',10), grid on
s1='{\it N_T}=1,{\it N_R}=1';
s2='{\it N_T}=1,{\it N_R}=2';
s3='{\it N_T}=2,{\it N_R}=1';
s4='{\it N_T}=2,{\it N_R}=2';
s5='{\it N_T}=4,{\it N_R}=4';
legend(s1,s2,s3,s4,s5)

```

利用程序 9.3 (“OL_CL_Comparison.m”) 和程序 9.4 (“Water_Pouring”), 可以计算和比较闭环与开环系统的信道遍历容量。运行结果如图 9.7 所示, 图中比较了发射端已知和未知 CSI 情况下 4×4 MIMO 信道的遍历容量。从图 9.7 可以看出闭环系统能够提供比开环系统更大的容量。然而, 当平均 SNR 很高时, CSI 的获取并不能帮助改善信道的容量。这意味着当平均 SNR 极高时, 即使是最低的 SNR 模式也可以分配到与最高的 SNR 模式相同的发射功率。

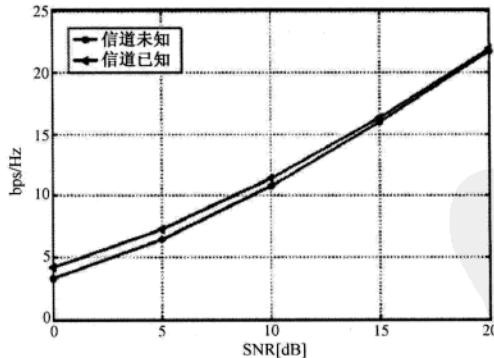


图 9.7 $N_{Tx} = N_{Rx} = 4$ 的信道遍历容量

MATLAB 程序: 开环和闭环 MIMO 信道容量

程序 9.3 “OL_CL_Comparison.m”, 开环和闭环 MIMO 信道遍历容量

```

% OL_CL_Comparison.m
clear all, close all

```

```

SNR_dB = [0:5:20];
SNR_linear = 10.^ (SNR_dB/10.);
rho = 0.2;
Rtx = [1      rho      rho^2      rho^3;
        rho      1      rho      rho^2;
        rho^2      rho      1      rho;
        rho^3      rho^2      rho      1];
Rrx = [1      rho      rho^2      rho^3;
        rho      1      rho      rho^2;
        rho^2      rho      1      rho;
        rho^3      rho^2      rho      1];
N_iter = 1000;
nT = 4;
nR = 4;    % 4×4
n = min(nT,nR);
I = eye(n);
sq2 = sqrt(0.5);
C_44_DL = zeros(1,length(SNR_dB));
C_44_CL = zeros(1,length(SNR_dB));
for iter = 1 : N_iter
    Hw = sq2*(randn(4,4) + j*randn(4,4));
    H = Rrx^(1/2)*Hw*Rtx^(1/2);
    tmp = H'*H/nT;
    SV = svd(H'*H);
    for i = 1 : length(SNR_dB)      % 随机信道生成
        C_44_DL(i) = C_44_DL(i) + ...
            log2(det(I+SNR_linear(i)*tmp));    % 式 (9.41)
        Gamma = Water_Pouring(SV,SNR_linear(i),nT);
        C_44_CL(i) = C_44_CL(i)+log2(det(I+SNR_linear(i)...
            /nT*diag(Gamma)*diag(SV)));    % 式 (9.44)
    end
    end
    C_44_DL = real(C_44_DL)/N_iter;
    C_44_CL = real(C_44_CL)/N_iter;
    plot(SNR_dB, C_44_DL,'-o', SNR_dB, C_44_CL,'-<')
    xlabel('SNR [dB]')
    ylabel('bps/Hz')
    set(gca,'fontsize',10)
    legend('Channel Unknown','Channel Known'), grid on

```

程序 9.4 “Water_Pouring”，注水算法

```

function [Gamma] = Water_Pouring(Lamda,SNR,nT)
Gamma = zeros(1,length(Lamda));
r = length(Lamda);
index = [1:r];
index_temp = index;

```

```

p = 1;
while p < r
    irp = [1:r-p+1];
    temp = sum(1./Lamda(index_temp(irp)));
    mu = nT/(r-p+1)*(1+1/SNR*temp);
    Gamma(index_temp(irp)) = mu-nT./(SNR*Lamda(index_temp(irp)));
    if min(Gamma(index_temp)) < 0
        i = find(Gamma==min(Gamma));
        ii = find(index_temp==i);
        index_temp2 = [index_temp([1:ii-1]) index_temp([ii+1:end])];
        clear index_temp;
        index_temp = index_temp2;
        p = p+1;
        clear Gamma;
    else
        p = r;
    end
end
Gamma_t = zeros(1,length(Lamda));
Gamma_t(index_temp) = Gamma(index_temp);
Gamma = Gamma_t;

```

总的来说, MIMO信道增益不是独立同分布的。MIMO信道容量与信道的相关性密切相关。接下来, 考虑当发射天线和接收天线之间的信道相关时MIMO信道的容量。当SNR较高时, 确定性信道的容量可以近似为

$$C \approx \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{xx})=N} \log_2 \det(\mathbf{R}_{xx}) + \log_2 \left(\frac{E_x}{NN_0} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \right) \quad (9.46)$$

可以看出式(9.46)中的第二项为常数, 而包含 $\det(\mathbf{R}_{xx})$ 的第一项在 $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{I}_N$ 时最大。考虑如下的相关信道模型:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{\text{Rx}}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{\text{Tx}}^{1/2} \quad (9.47)$$

其中, \mathbf{R}_{Tx} 为反映发射天线之间相关性的相关矩阵(即 \mathbf{H} 的列向量之间的相关性), \mathbf{R}_{Rx} 为反映接收天线之间相关性的相关矩阵(即 \mathbf{H} 的行向量之间的相关性), \mathbf{H}_w 为i.i.d.瑞利衰落的信道增益矩阵。 \mathbf{R}_{Tx} 和 \mathbf{R}_{Rx} 的对角线元素都被限定为1。然后, 由式(9.30)可以得到MIMO信道的容量为

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{N_{\text{Tx}} N_0} \mathbf{R}_{\text{Rx}}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{\text{Tx}} \mathbf{H}_w^H \mathbf{R}_{\text{Rx}}^{1/2} \right) \quad (9.48)$$

如果 $N_{\text{Tx}} = N_{\text{Rx}} = N$, \mathbf{R}_{Tx} 和 \mathbf{R}_{Rx} 是满秩的, 且SNR很高, 那么式(9.48)可近似为

$$C \approx \log_2 \det \left(\frac{E_x}{N_{\text{Tx}} N_0} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \right) + \log_2 \det(\mathbf{R}_{\text{Rx}}) + \log_2 \det(\mathbf{R}_{\text{Tx}}) \quad (9.49)$$

从式(9.49)中可以发现MIMO信道容量已经减少了。发射天线和接收天线之间的相关性使信道容量减少的数量为(单位: bps)

$$\log_2 \det(\mathbf{R}_{\text{Rx}}) + \log_2 \det(\mathbf{R}_{\text{Tx}}) \quad (9.50)$$

可以证明对于任意的相关矩阵 \mathbf{R} , 有 $\log_2 \det(\mathbf{R}) \leq 0$ 。因此, 式(9.50)的取值总是负的。 \mathbf{R} 是对称矩阵, 因此可以使用式(9.2)中的特征值分解, 即 $\mathbf{R} = \mathbf{Q} \mathbf{A} \mathbf{Q}^H$ 。由于酉矩阵的行列式为1,

所以相关矩阵的行列式可以表示为

$$\det(\mathbf{R}) = \prod_{i=1}^N \lambda_i \quad (9.51)$$

此外, 几何平均小于算数平均:

$$\left(\prod_{i=1}^N \lambda_i \right)^{\frac{1}{N}} \leq \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \lambda_i = 1 \quad (9.52)$$

从式 (9.51) 和式 (9.52) 可以更加明显地看出:

$$\log_2 \det(\mathbf{R}) \leq 0 \quad (9.53)$$

当相关矩阵是单位矩阵时, 式 (9.53) 中的等号成立。因此, 式 (9.50) 的结果都是负的。

程序 9.5 计算了当发射天线和接收天线之间存在信道相关时的遍历 MIMO 信道容量, 其中信道相关矩阵 $\mathbf{R}_{\text{Rx}} = \mathbf{I}_4$, 且

$$\mathbf{R}_{\text{Tx}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.76e^{j0.17\pi} & 0.43e^{j0.35\pi} & 0.25e^{j0.53\pi} \\ 0.76e^{-j0.17\pi} & 1 & 0.76e^{j0.17\pi} & 0.43e^{j0.17\pi} \\ 0.43e^{-j0.35\pi} & 0.76e^{-j0.17\pi} & 1 & 0.76e^{j0.17\pi} \\ 0.25e^{-j0.53\pi} & 0.43e^{-j0.35\pi} & 0.76e^{-j0.17\pi} & 1 \end{bmatrix} \quad (9.54)$$

$\mathbf{R}_{\text{Rx}} = \mathbf{I}_4$ 表示接收天线之间不相关。运行程序 9.5 可以得到图 9.8, 图中显示了当 SNR 为 18 dB 时, 信道相关使得容量损失了 3.3 bps/Hz。

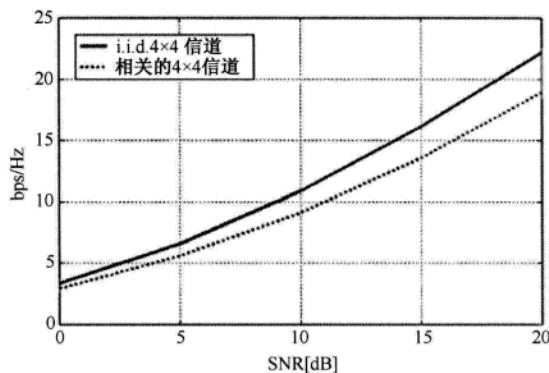


图 9.8 信道相关导致信道容量减少

MATLAB 程序: 相关信道的遍历 MIMO 容量

程序 9.5 “Ergodic_Capacity_Correlation.m”, 信道相关导致信道容量减少

```
% Ergodic_Capacity_Correlation.m
% MIMO 信道的相关性引起容量的减少
clear all, close all
SNR_dB = [0:5:20];
SNR_linear = 10.^((SNR_dB/10));
N_iter = 1000;
N_SNR = length(SNR_dB);
nT = 4;
```

```

nR = 4;
n = min(nT,nR);
I = eye(n);
sq2=sqrt(0.5);
R=[1           0.76*exp(0.17j*pi)  0.43*exp(0.35j*pi)  0.25*exp(0.53j*pi);
    0.76*exp(-0.17j*pi)           1   0.76*exp(0.17j*pi)  0.43*exp(0.35j*pi);
    0.43*exp(-0.35j*pi)  0.76*exp(-0.17j*pi)           1   0.76*exp(0.17j*pi);
    0.25*exp(-0.53j*pi)  0.43*exp(-0.35j*pi)  0.76*exp(-0.17j*pi)           1 ];
C_44_iid = zeros(1,N_SNR);
C_44_corr = zeros(1,N_SNR);
for iter = 1 : N_iter
    H_iid = sq2*(randn(nR,nT)+j*randn(nR,nT));
    H_corr = H_iid*R^(1/2);
    tmp1 = H_iid'*H_iid/nT;
    tmp2 = H_corr'*H_corr/nT;
    for i = 1 : N_SNR
        C_44_iid(i) = C_44_iid(i) + log2(det(I+SNR_linear(i)*tmp1));
        C_44_corr(i) = C_44_corr(i) + log2(det(I+SNR_linear(i)*tmp2));
    end
    C_44_iid = real(C_44_iid)/N_iter;
    C_44_corr = real(C_44_corr)/N_iter;
plot(SNR_dB,C_44_iid, SNR_dB,C_44_corr,:')
xlabel('SNR [dB]', ylabel('bps/Hz')
set(gca,'fontsize',10), grid on
legend('iid 4x4 channels','correlated 4x4 channels')

```

第 10 章

天线分集与空-时编码技术

第 9 章已经指出多天线技术大致可以分为两类：空间复用技术和分集技术。本章将介绍天线分集技术的基本概念。对于 AWGN 信道，当 SNR 很大时，BER 曲线的斜率趋近于无穷大。也就是说，当 SNR 增大时，信道呈现一种落水式的 BER 性能。对于瑞利衰落信道，相应的曲线斜率在对数-对数坐标下是线性的。这说明即使在高信噪比情况下，通过瑞利衰落信道后传输性能也会显著下降。天线分集技术的主要目的是将不稳定的无线时变衰落信道转变成像 AWGN 信道一样没有显著瞬时衰落的稳定信道。

在不同形式的分集技术中，发射分集由于可以有效降低接收设备的复杂度而被广泛应用。而且，发射分集只需要在发射机安装多根天线。本章将重点研究能够获得天线分集增益的空-时编码技术。

10.1 天线分集

分集技术用来缓解由无线信道的不稳定衰落（如多径衰落）造成的差错性能的下降^[218, 219]。数据传输中的分集主要基于以下思想：多个统计独立的衰落信道同时处于深度衰落的概率非常低。实现分集增益的方式有以下几种。

- 空间分集：用间隔足够大（大于 10λ ）的多根天线实现独立的无线信道。
- 极化分集：利用垂直极化和水平极化的两条路径相互独立的事实来实现独立的信道。
- 时间分集：相同的信息在足够大的时间间隔（大于相干时间）重复发送。
- 频率分集：相同的信息在足够大的频率间隔（大于相干带宽）重复发送。
- 角度分集：具有不同方向的多根接收天线从不同角度接收承载同一信息的信号。

图 10.1 显示了时间、频率和空间分集技术。在时间分集中，同一数据在多个时隙内发送。在频率分集中，同一数据在多个频段发送以获得分集增益。如图 10.1 (a) 和图 10.1 (b) 所示，时间分集和频率分集技术分别需要额外的时间资源和频率资源。然而，天线或空间分集技术不需要额外的时间或频率资源。图 10.1 (c) 说明了一种利用多根发射天线实现空-时分集技术的概念，与图 10.1 (a) 中的技术不同，它不需要额外的时间资源。类似地，图 10.1 (d) 说明了一种应用多根发射天线实现空-频分集的概念，与图 10.1 (b) 中的技术不同，它不需要额外的频率资源。虽然在图 10.1 中只给出了两根发射天线的情况，但是这一概念可以推广到任意数量天线的配置。图

10.2 给出了 SIMO、MISO 和 MIMO 示例。

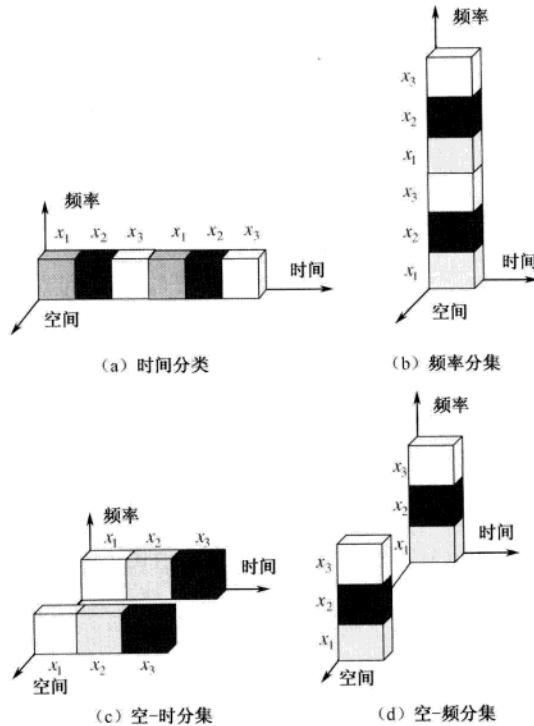


图 10.1 时间、频率和空间分集技术的示意图

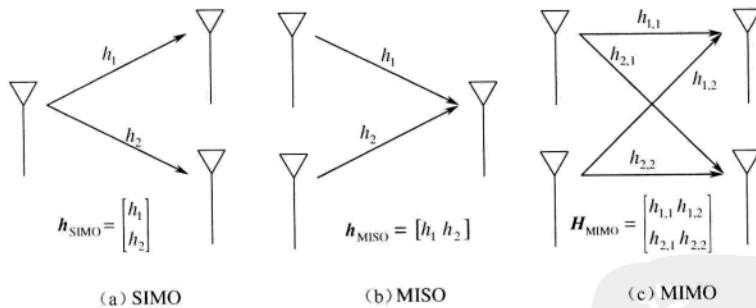


图 10.2 不同天线配置的例子

10.1.1 接收分集

考虑一个具有 N_{Rx} 根接收天线的接收分集系统, 假设只有一根发射天线, 与图 10.2 中的 SIMO 信道类似, N_{Rx} 个独立的瑞利衰落信道可以表示为

$$\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_{N_{\text{Rx}}}]^T \quad (10.1)$$

令 x 表示具有单位方差 (功率) 的发射信号, 则接收信号 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times 1}$ 可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_x}{N_0}} \mathbf{h} \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (10.2)$$

其中, \mathbf{z} 为 ZMCSCG 噪声, 满足 $E\{\mathbf{z}\mathbf{z}^H\} = \mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}}$ 。可以通过多种技术合并不同天线上的接收信号, 包括选择合并 (Selection Combining, SC)、最大比合并 (Maximal Ratio Combing, MRC) 和等增益合并 (Equal Gain Combining, EGC)。在 SC 中, 从 N_{Rx} 个支路中选择 SNR 最大的接收信号进行解码。令 γ_i 为第 i 个支路的瞬时 SNR:

$$\gamma_i = |h_i|^2 \frac{E_x}{N_0}, \quad i = 1, 2, \dots, N_{\text{Rx}} \quad (10.3)$$

SC 的平均 SNR 由下式给出:

$$\rho_{\text{SC}} = E\left\{\max_i(|h_i|^2)\right\} \cdot \frac{E_x}{N_0}, \quad i = 1, 2, \dots, N_{\text{Rx}} \quad (10.4)$$

在 MRC 中, 通过下面的加权求和方式对 N_R 个支路进行合并:

$$\mathbf{y}_{\text{MRC}} = \underbrace{\begin{bmatrix} w_1^{(\text{MRC})} & w_2^{(\text{MRC})} & \cdots & w_{N_R}^{(\text{MRC})} \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T} \mathbf{y} = \sum_{i=1}^{N_{\text{Rx}}} w_i^{(\text{MRC})} y_i \quad (10.5)$$

其中, \mathbf{y} 为式 (10.2) 中的接收信号, \mathbf{w}_{MRC} 为加权向量。由式 (10.2) 可知 $y_i = \sqrt{\frac{E_x}{N_0}} h_i x + z_i$, 因此接收信号可以被分解为信号部分和噪声部分:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{MRC}} &= \mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \left(\sqrt{\frac{E_x}{N_0}} \mathbf{h} \mathbf{x} + \mathbf{z} \right) \\ &= \sqrt{\frac{E_x}{N_0}} \mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} \mathbf{x} + \mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{z} \end{aligned} \quad (10.6)$$

式 (10.6) 中, 信号部分和噪声部分的瞬时平均功率分别为

$$P_s = E\left\{\left|\sqrt{\frac{E_x}{N_0}} \mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} \mathbf{x}\right|^2\right\} = \frac{E_x}{N_0} E\{\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} \mathbf{x}\} = \frac{E_x}{N_0} |\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h}| \quad (10.7)$$

和

$$P_z = E\left\{\left|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{z}\right|^2\right\} = \|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T\|_2^2 \quad (10.8)$$

由式 (10.7) 和式 (10.8) 可以得到 MRC 的平均 SNR 为

$$\rho_{\text{MRC}} = \frac{P_s}{P_z} = \frac{E_x}{N_0} \frac{|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h}|^2}{\|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T\|_2^2} \quad (10.9)$$

引入柯西-许瓦兹不等式:

$$|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h}|^2 \leq \|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T\|_2^2 \|\mathbf{h}\|_2^2 \quad (10.10)$$

式 (10.9) 的上限为

$$\rho_{\text{MRC}} = \frac{E_x}{N_0} \frac{|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h}|^2}{\|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T\|_2^2} \leq \frac{E_x}{N_0} \frac{\|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T\|_2^2 \|\mathbf{h}\|_2^2}{\|\mathbf{w}_{\text{MRC}}^T\|_2^2} = \frac{E_x}{N_0} \|\mathbf{h}\|_2^2 \quad (10.11)$$

式(10.11)中的SNR在 $\mathbf{w}_{\text{MRC}} = \mathbf{h}^*$ 时达到最大,为 $\rho_{\text{MRC}} = E_x \|\mathbf{h}\|_2^2 / N_0$ 。换句话说,在MRC中,各支路的加权系数必须与各自的信道匹配。EGC是MRC的一种特殊情况,所有支路的信号以相同的加权值进行合并。事实上,MRC获得了最佳性能,使合并后的SNR达到最大。运行程序10.1(“MRC_scheme.m”)可以得到图10.3,图中显示了随接收天线数增加,MRC的性能得到改善的程度。

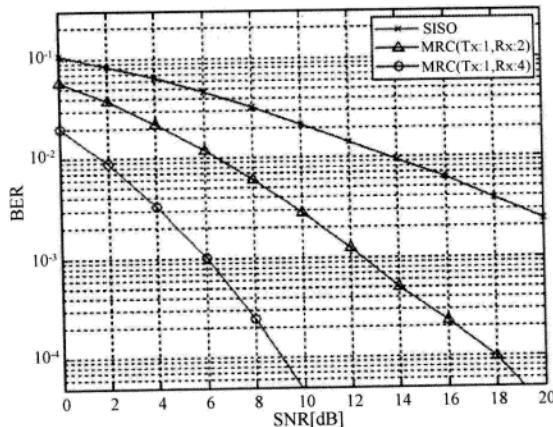


图10.3 瑞利衰落信道下MRC的性能

MATLAB程序：瑞利衰落信道下MRC的性能

程序10.1 “MRC_scheme.m”，瑞利衰落信道下MRC的性能

```
% MRC_scheme.m
% 接收分集- MRC
clear, clf
L_frame = 130;
N_packet=4000;
b=2; % 设置为1/2/3/4 对应于BPSK/QPSK/16-QAM/64-QAM
SNRdBs = [0:2:20];
sq2=sqrt(2);
for iter = 1 : 3
    if iter == 1
        NT = 1;
        NR = 1; % SISO
        gs = '-kx';
    elseif iter == 2
        NT = 1;
        NR = 2; % 1×2
        gs = '-^';
    else
        NT = 1;
        NR = 4; % 1×4
        gs = '-ro';
    end
    % 信道矩阵生成
    % ...
    % 信噪比设置
    % ...
    % 信道估计
    % ...
    % 信道均衡
    % ...
    % 译码
    % ...
    % 计算BER
    % ...
end
```

```

end
sq_NT = sqrt(NT);
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    sigma = sqrt(0.5/(10^(SNRdB/10)));
    for i_packet = 1 : N_packet
        symbol_data = randint(L_frame*b,NT);
        [temp,sym_tab,P] = modulator(symbol_data.',b);
        X = temp.';
        Hr = (randn(L_frame,NR)+j*randn(L_frame,NR))/sq2;
        H = reshape(Hr,L_frame,NR);
        Habs = sum(abs(H).^2,2);
        Z=0;
        for i = 1 : NR
            R(:,i) = sum(H(:,i).*X,2)/sq_NT + ...
                sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
            Z = Z + R(:,i).*conj(H(:,i));
        end
        for m = 1 : P
            d1(:,m) = abs(sum(Z,2)-sym_tab(m)).^2+...
                (-1+sum(Habs,2))*abs(sym_tab(m))^2;
        end
        [y1,i1] = min(d1,[],2);
        Xd=sym_tab(i1).';
        temp1 = X>0;
        temp2 = Xd>0;
        noeb_p(i_packet)=sum(sum(temp1~=temp2));
    end
    BER(iter,i_SNR) = sum(noeb_p)/(N_packet*L_frame*b);
end
semilogy(SNRdBs,BER(iter,:),gs), hold on
axis([SNRdBs([1 end]) 0.5*10^(-4) 1e0])
end
title('BER performance of MRC Scheme')
xlabel('SNR[dB]'), ylabel('BER')
grid on, set(gca,'fontsize',9)
legend('SISO','MRC (Tx:1,Rx:2)','MRC (Tx:1,Rx:4)')

```

程序 10.2 “modulator”, BPSK、QPSK、8PSK 和 16-QAM 映射函数

```

function [mod_symbols,sym_table,M] = modulator(bitseq,b)
N_bits = length(bitseq);
if b == 1      % BPSK
    sym_table = exp(j*[0 -pi]);
    sym_table = sym_table([1 0]+1);
    inp = bitseq;
    mod_symbols = sym_table(inp+1);
    M=2;
elseif b == 2    % QPSK

```

```

sym_table = exp(j*pi/4*[-3 3 1 -1]);
sym_table = sym_table([0 1 3 2]+1);
inp = reshape(bitseq,b,N_bits/b);
mod_symbols = sym_table([2 1]*inp+1);
M = 4;
elseif b == 3      % 8PSK
    sym_table = exp(j*pi/4*[0:7]);
    sym_table = sym_table([0 1 3 2 6 7 5 4]+1);
    inp = reshape(bitseq,b,N_bits/b);
    mod_symbols = sym_table([4 2 1]*inp+1);
    M = 8;
elseif b == 4      % 16-QAM
    m = 0;
    sq10 = sqrt(10);
    for k = -3 : 2 : 3
        for l = -3 : 2 : 3
            m = m+1;
            sym_table(m) = (k+j*l)/sq10;    % 功率归一化
        end
    end
    sym_table = sym_table...
        [0 1 3 2 4 5 7 6 12 13 15 14 8 9 11 10]+1;  % 8PSK 格雷映射
    inp = reshape(bitseq,b,N_bits/b);
    mod_symbols = sym_table([8 4 2 1]*inp+1);      % 16-QAM 符号序列
    M = 16;
else
    error('Unimplemented modulation');
end

```

10.1.2 发射分集

接收分集的缺点是接收端的计算负荷很高, 可能导致下行链路中的移动台的功率消耗很大。在发射端使用空-时编码 (Space-Time Coding, STC) 同样可以获得分集增益, 而且在接收端解码时只需要简单的线性处理。为了进一步降低移动台的计算复杂度, 可以采用不需要在接收端估计 CSI 的差分空-时码^[219-221]。

10.2 空-时编码概述

在这一节中, 首先给出空-时编码系统的数学描述; 然后, 基于这一数学模型推导成对差错概率; 最后, 描述基于成对差错概率的空-时编码的设计准则。本节还会给出具体 STC 的例子。

10.2.1 系统模型

如图 10.4 所示为一个采用空-时编码的 MIMO 系统, 具有 N_{Tx} 根发射天线和 N_{Rx} 根接收天线。首先将比特流映射成符号流 $\{\tilde{x}_i\}_{i=1}^N$ 。然后对大小为 N 的符号流进行空-时编码, 得到 $\{x_i^{(t)}\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$,

$t=1,2,\dots,T$ ，其中 i 为天线编号， t 为符号的时间编号。一个空-时码字中的符号数是 $N_{\text{Tx}} \cdot T$ （即 $N = N_{\text{Tx}} \cdot T$ ）。换句话说， $\{x_i^{(t)}\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$ ， $t=1,2,\dots,T$ ，形成一个空-时码字。由于需要经过 T 个符号时间完成一个码字（ N 个符号）的发送，所以图 10.4 给出的空-时编码系统的符号率为

$$R = \frac{N}{T} \text{ [符号/信道使用]} \quad (10.12)$$

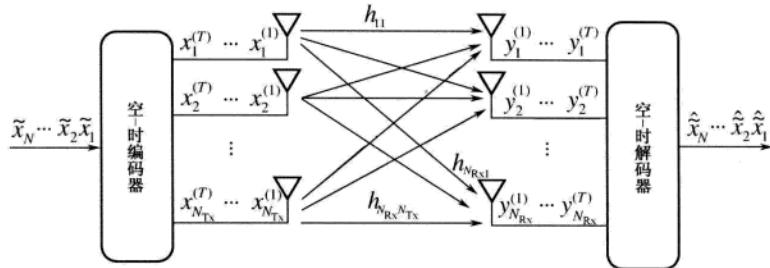


图 10.4 采用空-时编码的MIMO系统

在接收机通过接收信号 $\{y_j^{(t)}\}_{j=1}^{N_{\text{Rx}}}$ ， $t=1,2,\dots,T$ ，估计出符号流 $\{\tilde{x}_i\}_{i=1}^N$ 。令 $h_{ji}^{(t)}$ 表示第 i 根发射天线到第 j 根接收天线在第 t 个符号周期内的瑞利信道增益， $i=1,2,\dots,N_{\text{Tx}}$ ， $j=1,2,\dots,N_{\text{Rx}}$ ， $t=1,2,\dots,T$ 。如果假设在 T 个符号周期内信道增益不变，那么可以略掉符号的时间编号。进一步，只要发射天线与接收天线之间的距离足够大，就可以假设 $N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}$ 个信道增益 $\{h_{ji}^{(t)}\}$ 在统计上相互独立。如果 $x_i^{(t)}$ 是第 i 根发射天线在第 t 个符号时间内发送的信号，那么第 j 根接收天线在第 t 个符号时间内的接收信号为

$$y_j^{(t)} = \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} \left[h_{j1}^{(t)} \ h_{j2}^{(t)} \ \dots \ h_{jN_{\text{Tx}}}^{(t)} \right] \begin{bmatrix} x_1^{(t)} \\ x_2^{(t)} \\ \vdots \\ x_{N_{\text{Tx}}}^{(t)} \end{bmatrix} + z_j^{(t)} \quad (10.13)$$

其中， $z_j^{(t)}$ 为第 j 根接收天线在第 t 个符号时间内的噪声，它是单位方差的 ZMCSCG 噪声； E_x 是每个发射信号的平均能量，总的发射功率约束为

$$\sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} E \left\{ |x_i^{(t)}|^2 \right\} = N_{\text{Tx}}, \quad t=1,2,\dots,T \quad (10.14)$$

当 h_{ji} 的实部和虚部的方差都为 0.5 时，每个信道增益的 PDF 为

$$\begin{aligned} f_{H_{ji}}(h_{ji}) &= f_{H_{ji}}(\text{Re}\{h_{ji}\}, \text{Im}\{h_{ji}\}) \\ &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-|\text{Re}\{h_{ji}\}|^2\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-|\text{Im}\{h_{ji}\}|^2\right) \\ &= \frac{1}{\pi} \exp\left(-|\text{Re}\{h_{ji}\}|^2 - |\text{Im}\{h_{ji}\}|^2\right) \\ &= \frac{1}{\pi} \exp\left(-|h_{ji}|^2\right) \end{aligned} \quad (10.15)$$

加性噪声的 PDF 可以表示为

$$f_{Z_j^{(t)}}(z_j^{(t)}) = \frac{1}{\pi} \exp\left(-|z_j^{(t)}|^2\right) \quad (10.16)$$

考虑式 (10.13) 中第 j 根接收天线在 T 个符号时间内的关系:

$$\begin{bmatrix} y_j^{(1)} & y_j^{(2)} & \cdots & y_j^{(T)} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} \begin{bmatrix} h_{j1}^{(1)} & h_{j2}^{(1)} & \cdots & h_{jN_{\text{Tx}}}^{(1)} \\ h_{j1}^{(2)} & h_{j2}^{(2)} & \cdots & h_{jN_{\text{Tx}}}^{(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{j1}^{(T)} & h_{j2}^{(T)} & \cdots & h_{jN_{\text{Tx}}}^{(T)} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1^{(1)} & x_1^{(2)} & \cdots & x_1^{(T)} \\ x_2^{(1)} & x_2^{(2)} & \cdots & x_2^{(T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N_{\text{Tx}}}^{(1)} & x_{N_{\text{Tx}}}^{(2)} & \cdots & x_{N_{\text{Tx}}}^{(T)} \end{bmatrix}}_X + \begin{bmatrix} z_j^{(1)} & z_j^{(2)} & \cdots & z_j^{(T)} \end{bmatrix} \quad (10.17)$$

假设信道增益是准静态的, 即 $h_{ji}^{(t)} = h_{ji}, t=1,2,\dots,T$, 考虑式 (10.17) 在 N_{Rx} 根接收天线的关系, 系统方程可以表示为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1^{(1)} & y_1^{(2)} & \cdots & y_1^{(T)} \\ y_2^{(1)} & y_2^{(2)} & \cdots & y_2^{(T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{N_{\text{Rx}}}^{(1)} & y_{N_{\text{Rx}}}^{(2)} & \cdots & y_{N_{\text{Rx}}}^{(T)} \end{bmatrix}}_Y = \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_{\text{Tx}}} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_{\text{Tx}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{\text{Rx}},1} & h_{N_{\text{Rx}},2} & \cdots & h_{N_{\text{Rx}},N_{\text{Tx}}} \end{bmatrix}}_H \underbrace{\begin{bmatrix} x_1^{(1)} & x_1^{(2)} & \cdots & x_1^{(T)} \\ x_2^{(1)} & x_2^{(2)} & \cdots & x_2^{(T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N_{\text{Tx}}}^{(1)} & x_{N_{\text{Tx}}}^{(2)} & \cdots & x_{N_{\text{Tx}}}^{(T)} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} z_1^{(1)} & z_1^{(2)} & \cdots & z_1^{(T)} \\ z_2^{(1)} & z_2^{(2)} & \cdots & z_2^{(T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{N_{\text{Rx}}}^{(1)} & z_{N_{\text{Rx}}}^{(2)} & \cdots & z_{N_{\text{Rx}}}^{(T)} \end{bmatrix}}_Z \quad (10.18)$$

在 10.2.2 节中将基于以上关系推导成对差错概率。

10.2.2 成对差错概率

假设接收机能够精确获知 CSI, 并且假设噪声相互独立, 那么式 (10.18) 中接收信号的条件 PDF 为

$$\begin{aligned} f_Y(Y|H, X) &= f_Z(Z) \\ &= \prod_{j=1}^{N_{\text{Rx}}} \prod_{t=1}^T \frac{1}{\pi} \exp\left(-|z_j^{(t)}|^2\right) \\ &= \frac{1}{\pi^{N_{\text{Rx}}T}} \exp\left(-\sum_{j=1}^{N_{\text{Rx}}} \sum_{t=1}^T |z_j^{(t)}|^2\right) \\ &= \frac{1}{\pi^{N_{\text{Rx}}T}} \exp\left(-\|Z\|_{\text{F}}^2\right) \\ &= \frac{1}{\pi^{N_{\text{Rx}}T}} \exp\left(-\text{Tr}(Z Z^H)\right) \end{aligned} \quad (10.19)$$

使用上面的条件 PDF, 通过最大化式 (10.19) 可以得到 ML 码字 X_{ML} :

$$\begin{aligned}
X_{\text{ML}} &= \arg \max_X f_Y(Y|H, X) \\
&= \arg \max_X \frac{1}{\pi^{N_{\text{Rx}}/2}} \exp \left(-\text{Tr} \left[\left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X \right) \left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X \right)^H \right] \right) \\
&= \arg \min_X \text{Tr} \left[\left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X \right) \left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X \right)^H \right]
\end{aligned} \tag{10.20}$$

当满足下面的条件时, 检测出的符号矩阵 X 是有差错的 (即 $X_{\text{ML}} \neq X$):

$$\begin{aligned}
&\text{Tr} \left[\left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X \right) \left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X \right)^H \right] \\
&\geq \text{Tr} \left[\left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X_{\text{ML}} \right) \left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X_{\text{ML}} \right)^H \right]
\end{aligned} \tag{10.21}$$

上面的差错条件可以重新表示为

$$\begin{aligned}
\text{Tr} [ZZ^H] &\geq \text{Tr} \left[\left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X_{\text{ML}} \right) \left(Y - \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H X_{\text{ML}} \right)^H \right] \\
&= \text{Tr} \left[\left(\sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H (X - X_{\text{ML}}) + Z \right) \left(\sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H (X - X_{\text{ML}}) + Z \right)^H \right] \\
&= \text{Tr} \left[\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}} H (X - X_{\text{ML}}) (X - X_{\text{ML}})^H H^H \right] \\
&\quad + \text{Tr} \left[2 \text{Re} \left\{ \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H (X - X_{\text{ML}}) Z^H \right\} \right] + \text{Tr} [ZZ^H]
\end{aligned} \tag{10.22}$$

由式 (10.22) 可以得到下面的不等式:

$$\begin{aligned}
\text{Tr} \left[-2 \text{Re} \left\{ \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H (X - X_{\text{ML}}) Z^H \right\} \right] &\geq \text{Tr} \left[\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}} H (X - X_{\text{ML}}) (X - X_{\text{ML}})^H H^H \right] \\
&= \left\| \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H (X - X_{\text{ML}}) \right\|_F^2
\end{aligned} \tag{10.23}$$

3)

式 (10.23) 的左边可以扩展为

$$\begin{aligned}
W &\triangleq \text{Tr} \left[-2 \text{Re} \left\{ \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H (X - X_{\text{ML}}) Z^H \right\} \right] \\
&= \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \mathbf{e}_l^T 2 \text{Re} \left\{ -\sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} H (X - X_{\text{ML}}) Z^H \right\} \mathbf{e}_l \\
&= \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} 2 \text{Re} \left\{ -\mathbf{e}_l^T H (X - X_{\text{ML}}) Z^H \mathbf{e}_l \right\} \\
&= 2 \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \left[\text{Im} \{ \mathbf{h}_l (X - X_{\text{ML}}) \} \text{Im} \{ \mathbf{z}_l \} - \text{Re} \{ \mathbf{h}_l (X - X_{\text{ML}}) \} \text{Re} \{ \mathbf{z}_l \} \right]
\end{aligned} \tag{10.24}$$

其中, $\mathbf{e}_l = [0_1 \cdots 0_{l-1} \ 1 \ 0_{l+1} \cdots 0_{N_{\text{Rx}}}]^T$, \mathbf{h}_l 和 \mathbf{z}_l 分别为矩阵 \mathbf{H} 的第 l 个行向量和矩阵 \mathbf{Z} 的第 l 个列向量。因为 $\text{Re}\{\mathbf{z}_l\}$ 和 $\text{Im}\{\mathbf{z}_l\}$ 是均值为零且相互独立的高斯随机向量, 所以式 (10.24) 中的 $\text{Im}\{\mathbf{h}_l(\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}})\} \text{Im}\{\mathbf{z}_l\} - \text{Re}\{\mathbf{h}_l(\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}})\} \text{Re}\{\mathbf{z}_l\}$ 也是均值为零的高斯随机变量, 且方差为

$$\frac{1}{2} \left[\left\| \text{Re}\{\mathbf{h}_l(\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}})\} \right\|^2 + \left\| \text{Im}\{\mathbf{h}_l(\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}})\} \right\|^2 \right] = \frac{1}{2} \left\| \{\mathbf{h}_l(\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}})\} \right\|^2 \quad (10.25)$$

此外, 当 $l \neq m$ 时, \mathbf{z}_l 和 \mathbf{z}_m 统计独立, 可以证明式 (10.23) 的左边是一个均值为零的高斯随机变量, 其方差为

$$\begin{aligned} \sigma^2 = \text{Var}\{W\} &= \left(2 \sqrt{\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} \right)^2 \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \frac{1}{2} \left\| \mathbf{h}_l(\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}}) \right\|^2 \\ &= \frac{2E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \mathbf{h}_l(\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}}) (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}})^H \mathbf{h}_l^H \\ &= \frac{2E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \mathbf{e}_l^H \mathbf{H} (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}}) (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}})^H \mathbf{H}^H \mathbf{e}_l \\ &= \frac{2E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}} \text{Tr} \left(\mathbf{H} (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}}) (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}})^H \mathbf{H}^H \right) \\ &= \left\| \sqrt{\frac{2E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}}} \mathbf{H} (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}}) \right\|_{\text{F}}^2 \end{aligned} \quad (10.26)$$

利用 $\sqrt{\sigma_0^2}$ 归一化式 (10.23) 的左边, 则式 (10.23) 可以重新表示为

$$z_{\text{unit}} \triangleq \frac{W}{\sqrt{\sigma_0^2}} \geq \sqrt{\frac{E_x}{2N_0 N_{\text{Tx}}}} \left\| \mathbf{H} (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}}) \right\|_{\text{F}} \quad (10.27)$$

其中, z_{unit} 是均值为 0、方差为 1 的实高斯随机变量。因此, 发射 \mathbf{X} 但 $\mathbf{X}_{\text{ML}} \neq \mathbf{X}$ 的概率为

$$\Pr(\mathbf{X} \rightarrow \mathbf{X}_{\text{ML}}) = Q \left(\sqrt{\frac{E_x}{2N_0 N_{\text{Tx}}}} \left\| \mathbf{H} (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}}) \right\|_{\text{F}} \right) \quad (10.28)$$

利用 Chernoff 边界 $Q(x) \leq (1/2) \exp(-x^2/2)$, 式 (10.28) 中的成对差错概率的上限为

$$\Pr(\mathbf{X} \rightarrow \mathbf{X}_{\text{ML}}) \leq \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{E_x}{N_0 N_{\text{Tx}}} \frac{\left\| \mathbf{H} (\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{ML}}) \right\|_{\text{F}}^2}{4} \right) \quad (10.29)$$

10.2.3 空-时编码设计

本节从式 (10.29) 中的成对差错概率出发讨论空-时编码的设计原则。式 (10.29) 右边的矩阵范数可以表示为

$$\begin{aligned} \left\| \mathbf{H} (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \right\|_{\text{F}}^2 &= \text{Tr} \left(\mathbf{H} (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H \mathbf{H}^H \right) \\ &= \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \mathbf{h}_l (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H \mathbf{h}_l^H \end{aligned} \quad (10.30)$$

其中, \mathbf{h}_l 为 \mathbf{H} 的第 l 个行向量, $l = 1, 2, \dots, N_{\text{Rx}}$ 。利用 9.1 节中的特征值分解, 式 (10.30) 可以表示为

$$\sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \mathbf{h}_l (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H \mathbf{h}_l^H = \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \mathbf{h}_l \mathbf{V} \mathbf{A} \mathbf{V} \mathbf{h}_l^H \quad (10.31)$$

其中, \mathbf{V} 为酉矩阵, 其列向量 $\{\mathbf{v}_i\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$ 为归一化的正交特征向量, \mathbf{A} 为对角矩阵:

$$\mathbf{A} = \text{Diag}\{\lambda_1 \ \lambda_2 \ \dots \ \lambda_{N_{\text{Tx}}}\} \quad (10.32)$$

其中, $\{\lambda_i\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$ 为 $(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H$ 的特征值。利用式 (10.32), 式 (10.31) 的右边可以表示为

$$\sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \mathbf{h}_l \mathbf{V} \mathbf{A} \mathbf{V} \mathbf{h}_l^H = \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \lambda_i |\mathbf{h}_l \mathbf{v}_i|^2 \quad (10.33)$$

其中, \mathbf{h}_l 为行向量, \mathbf{v}_i 为列向量, 二者的维数相同。

从式 (10.29) 中可以看出设计的码字必须使式 (10.33) 达到最大。而且, 设计参数是特征值 $\{\lambda_i\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$ 和相应的特征值 $\{\mathbf{v}_i\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$ 。利用式 (10.30) ~ 式 (10.33), 式 (10.29) 的上限可以表示为

$$\Pr(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{H}) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_x}{4N_0 N_{\text{Tx}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{Rx}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \lambda_i |\beta_{l,i}|^2\right) \quad (10.34)$$

其中, $\beta_{l,i} = \mathbf{h}_l \mathbf{v}_i$ 。给定信道增益矩阵 \mathbf{H} , 如果每个 $\mathbf{h}_{j,i}$ 都是均值为 0、方差为 1 的复高斯随机变量 (即为瑞利衰落信道), 那么随机变量 $|\beta_{l,i}|$ 的 PDF 为

$$f_{|\beta_{l,i}|}(|\beta_{l,i}|) = 2 |\beta_{l,i}| \exp(-|\beta_{l,i}|^2) \quad (10.35)$$

利用式 (10.34) 的条件差错概率和式 (10.35) 的分布函数, 码字的无条件差错概率为

$$\Pr(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \leq \left(\prod_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \frac{1}{1 + \frac{E_x}{4N_0} \lambda_i} \right)^{N_{\text{Rx}}} \quad (10.36)$$

如果 E_x/N_0 足够大, 那么式 (10.36) 的右边可以进一步

$$\left(\prod_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \frac{1}{1 + \frac{E_x}{4N_0} \lambda_i} \right)^{N_{\text{Rx}}} \leq \left\{ \prod_{i=1}^r \left(\frac{E_x}{4N_0} \lambda_i \right)^{-1} \right\}^{N_{\text{Rx}}} = \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-N_{\text{Rx}}} \left(\frac{E_x}{4N_0} \right)^{-rN_{\text{Rx}}} \quad (10.37)$$

其中, $r = \text{rank}\left\{(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H\right\}$, 是非零特征值的个数。可以将式 (10.37) 中的差错概率以对数形式表示为

$$\log(\Pr(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})) \leq -N_{\text{Rx}} \log\left(\prod_{i=1}^r \lambda_i\right) - rN_{\text{Rx}} \log\left(\frac{E_x}{4N_0}\right) \quad (10.38)$$

因此, r 和 $\prod_{i=1}^r \lambda_i$ 必须达到最大才能使式 (10.36) 中的每一对码字 \mathbf{X}_p 和 \mathbf{X}_q ($p \neq q$) 的差错概率最小。考虑最小的秩:

$$v = \min_{p \neq q} \text{rank}\left\{(\mathbf{X}_p - \hat{\mathbf{X}}_q)(\mathbf{X}_p - \hat{\mathbf{X}}_q)^H\right\} \quad (10.39)$$

由式 (10.38) 可知分集阶数为 $N_{\text{Rx}} v$ 。如果 $T \geq N_{\text{Tx}}$, 那么 v 的最大值是 N_{Tx} 。当 $v = N_{\text{Tx}}$ 时, 可以获得的最大分集增益为 $N_{\text{Rx}} N_{\text{Tx}}$ 。这就是所谓的秩准则, 它能够严格地控制差错概率性能。假设能达到最大分集阶数, 那么有以下关系:

$$\prod_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \lambda_i (\mathbf{X}_p - \mathbf{X}_q) = \left| (\mathbf{X}_p - \mathbf{X}_q) (\mathbf{X}_p - \mathbf{X}_q)^H \right| \quad (10.40)$$

注意, 除了分集增益之外, 式 (10.40) 还能够提供另外一种增益, 被称为编码增益。

考虑所有可能的 $(\mathbf{X}_p, \mathbf{X}_q)$, 令 A_{\min} 表示 $\prod_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \lambda_i (\mathbf{X}_p, \mathbf{X}_q)$ 的最小值, 即

$$A_{\min} = \min_{p \neq q} \prod_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \lambda_i (\mathbf{X}_p, \mathbf{X}_q) \quad (10.41)$$

因此, 在空-时编码设计的过程中, 为了进一步提高性能, 通过最大化式 (10.41) 可以获得最小的编码增益。图 10.5 显示了空-时编码的分集增益和编码增益。由图 10.5 可以看出, 分集增益表现为差错概率曲线的斜率, 而编码增益表现为对数-对数坐标系下 BER 曲线向左平移的量^[222~224]。

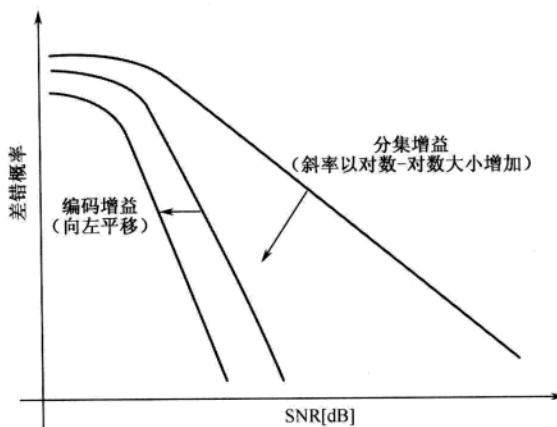


图 10.5 分集增益与编码增益

设计空-时编码通常采取两种准则: 秩准则和行列式准则^[215, 219]。文献[225, 226]提出了更先进的秩准则空-时编码。文献^[222, 227]分析了空-时编码技术的性能。空-时编码可以分为空-时块码 (Space Time Block Code, STBC) 和空-时格码 (Space Time Trellis Code, STTC)。在 10.3 节和 10.4 节中将分别介绍这两种编码。总的来说, STTC 的性能优于 STBC, 但这是以更高的复杂度为代价获得的, 因为需要在接收机采用最大似然 (ML) 译码。

10.3 空-时块码

最早提出且被人们所熟知的 STBC 是 Alamouti 码, 它是专门应用于两根发射天线的复正交空-时码^[214]。在这一节中, 首先考虑 Alamouti 空-时码技术, 然后将其推广到三根或更多根天线的情况^[228]。

10.3.1 Alamouti 空-时码

用于两根发射天线的复正交空-时码是由 Alamouti 提出的^[214]。在 Alamouti 方案中, 两个连续的符号 x_1 和 x_2 按照以下的空-时码字矩阵编码:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (10.42)$$

如图 10.6 所示, Alamouti 编码后的信号经过两个符号周期从两根发射天线上发射。在第一个符号周期内, 两个符号 x_1 和 x_2 分别同时从两根发射天线发射。在第二个符号周期内, 再次发射这两个符号, 其中第一根天线发射 $-x_2^*$, 第二根天线发射 x_1^* 。

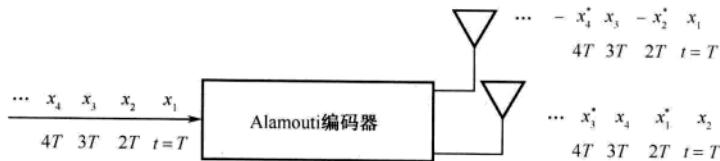


图 10.6 Alamouti 编码器

式 (10.42) 中的 Alamouti 码字 \mathbf{X} 是一个复正交矩阵:

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^H = \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix} = \left(|x_1|^2 + |x_2|^2 \right) \mathbf{I}_2 \quad (10.43)$$

其中, \mathbf{I}_2 为 2×2 单位矩阵。因为 $N = 2$, $T = 2$, 所以由式 (10.12) 可以证明 Alamouti 码的传输速率为 1。考虑两个不同的 Alamouti 码字:

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} x_{1,p} & -x_{2,p}^* \\ x_{2,p} & x_{1,p}^* \end{bmatrix} \text{ 和 } \mathbf{X}_q = \begin{bmatrix} x_{1,q} & -x_{2,q}^* \\ x_{2,q} & x_{1,q}^* \end{bmatrix} \quad (10.44)$$

其中, $[x_{1,p} \ x_{2,p}]^T \neq [x_{1,q} \ x_{2,q}]^T$ 。式 (10.39) 中的最小秩为

$$\begin{aligned} r &= \min_{p \neq q} \text{rank} \left\{ \begin{bmatrix} x_{1,p} - x_{1,q} & -x_{2,p}^* + x_{2,q}^* \\ x_{2,p} - x_{2,q} & x_{1,p}^* - x_{1,q}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,p} - x_{1,q} & -x_{2,p}^* + x_{2,q}^* \\ x_{2,p} - x_{2,q} & x_{1,p}^* - x_{1,q}^* \end{bmatrix}^H \right\} \\ &= \min_{p \neq q} \text{rank} \left\{ \begin{bmatrix} e_1 & -e_2^* \\ e_2 & e_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1^* & e_2^* \\ -e_2 & e_1 \end{bmatrix} \right\} \\ &= \min_{p \neq q} \left\{ \left(|e_1|^2 + |e_2|^2 \right) \mathbf{I}_2 \right\} \\ &= 2 \end{aligned} \quad (10.45)$$

其中, $e_1 = x_{1,p} - x_{1,q}$, $e_2 = x_{2,p} - x_{2,q}$ 。注意 e_1 与 e_2 不能同时为零。由式 (10.45) 可知 Alamouti 编码的分集增益为 2。注意对分集的分析是基于接收端的 ML 信号检测进行的。下面讨论 Alamouti 空-时编码方案的 ML 信号检测。假设信道增益 $h_1(t)$ 和 $h_2(t)$ 在两个连续的符号周期内不变:

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t + T_s) = h_1 = |h_1| e^{j\theta_1} \\ h_2(t) &= h_2(t + T_s) = h_2 = |h_2| e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (10.46)$$

其中, $|h_i|$ 和 θ_i 分别表示两个符号周期内的幅度增益和相位旋转, $i = 1, 2$ 。令 y_1 和 y_2 分别表示 t 和 $t + T_s$ 时刻的接收信号, 那么接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + z_1 \\ y_2 &= -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + z_2 \end{aligned} \quad (10.47)$$

其中, z_1 和 z_2 分别为 t 和 $t + T_s$ 时刻的加性噪声。对第二个接收信号取复共轭, 得到下面的矩阵-

向量表达式：

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \quad (10.48)$$

从 t 时刻到 $t+T_s$ 时刻，信道估计器得到信道估计值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 。在后面的讨论中，假设接收机能够精确知道信道增益 h_1 和 h_2 ，那么式 (10.48) 中的两个发射符号将是未知变量。将式 (10.48) 的两边同时乘以信道矩阵的埃米特转置：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \\ &= \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 \right) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* z_1 + h_2 z_2^* \\ h_2^* z_1 - h_1 z_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10.49)$$

可以得到下面的输入-输出关系：

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} = \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 \right) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{z}_1 \\ \tilde{z}_2 \end{bmatrix} \quad (10.50)$$

其中

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} &\triangleq \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \tilde{z}_1 \\ \tilde{z}_2 \end{bmatrix} &\triangleq \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10.51)$$

从式 (10.50) 可知一根天线对另一根天线的干扰不存在了。也就是说，从 y_1 中去掉了不想要的符号 x_2 ，同时从 y_2 中去掉了不想要的符号 x_1 。这要归因于式 (10.42) 中 Alamouti 码的复正交性。这一特性能够简化 ML 接收机的结构：

$$\hat{x}_{i,ML} = Q\left(\frac{\tilde{y}_i}{|h_1|^2 + |h_2|^2}\right), \quad i = 1, 2 \quad (10.52)$$

其中， $Q(\cdot)$ 是一个切片函数，实现从给定的星座集合中确定发射符号。式 (10.52) 说明 x_1 和 x_2 可以被分开处理，这样做可以降低 ML 译码算法的复杂度，使其从 $|C|^2$ 降到了 $2|C|$ ，其中 C 表示调制符号 x_1 和 x_2 的星座。此外，式 (10.50) 中的比例系数 $(|h_1|^2 + |h_2|^2)$ 保证了空间的分集阶数为 2，它是 Alamouti 码的一个主要特征。

运行程序 10.3 (“Alamouti_scheme.m”) 可以得到图 10.7，图中比较了 Alamouti 编码和 MRC 的 BER 性能。这里假设信道服从独立的瑞利衰落，并且假设接收机能够完美地估计信道。注意 Alamouti 编码与 1×2 MRC 技术具有相同的分集阶数 (BER 曲线的斜率相同)。然而，在 Alamouti 编码中每根发射天线等分总功率，而 MRC 技术可以在接收端提供功率合并增益，所以 MRC 的性能优于 Alamouti 编码。从图 10.7 中还可以看出 2×2 Alamouti 技术与 1×4 MRC 技术具有相同的分集阶数。

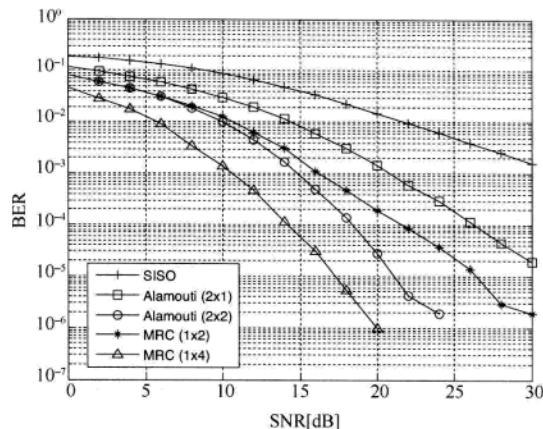


图 10.7 Alamouti 编码方案的差错性能

MATLAB 程序：Alamouti 空-时编码

程序 10.3 “Alamouti_scheme.m”，Alamouti 空-时块码

```
% Alamouti_scheme.m
clear; clf;
N_frame = 130;      % 帧数
N_Packets = 4000;    % 分组数
NT = 2;
NR = 1;
b = 2;
SNRdBs = [0:2:30];
sq_NT = sqrt(NT);
sq2 = sqrt(2);
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    sigma = sqrt(0.5/(10^(SNRdB/10)));
    for i_packet = 1 : N_Packets
        msg_symbol = randint(N_frame*b,NT);
        tx_bits = msg_symbol.';
        tmp = [];
        tmp1 = [];
        for i = 1 : NT
            [tmp1,sym_tab,P] = modulator(tx_bits(i,:),b);
            tmp = [tmp; tmp1];
        end
        X = tmp.';
        X1 = X;
        X2 = [-conj(X(:,2)) conj(X(:,1))];
        for n = 1 : NT
```

```

Hr(n,:,:)= (randn(N_frame,NT)+j*randn(N_frame,NT))/sq2;
end
H = reshape(Hr(n,:,:),N_frame,NT);
Habs(:,n) = sum(abs(H).^2,2);
R1 = sum(H.*X1,2)/sq_NT + sigma*(randn(N_frame,1)+j*randn(N_frame,1));
R2 = sum(H.*X2,2)/sq_NT + sigma*(randn(N_frame,1)+j*randn(N_frame,1));
Z1 = R1.*conj(H(:,1)) + conj(R2).*H(:,2);
Z2 = R1.*conj(H(:,2)) - conj(R2).*H(:,1);
for m = 1 : P
    tmp = (-1+sum(Habs,2))*abs(sym_tab(m))^2;
    d1(:,m) = abs(sum(Z1,2)-sym_tab(m)).^2 + tmp;
    d2(:,m) = abs(sum(Z2,2)-sym_tab(m)).^2 + tmp;
end
[y1,i1] = min(d1,[],2);
S1d = sym_tab(i1).'; clear d1
[y2,i2] = min(d2,[],2);
S2d = sym_tab(i2).'; clear d2
Xd = [S1d S2d];
tmp1 = X>0;
tmp2 = Xd>0;
noeb_p(i_packet) = sum(sum(tmp1~=tmp2)); % 用于编码
end
BER(i_SNR) = sum(noeb_p)/(N_Packets*N_frame*b);
end
semilogy(SNRdBs,BER)
axis([SNRdBs([1 end]) 1e-6 1e0])
grid on, hold on
xlabel('SNR[dB]'), ylabel('BER')

```

10.3.2 空-时块码的一般情形

在 10.3.1 节中, 已经证明了在两根发射天线的情况下, Alamouti 空-时编码的正交性使接收机可以通过简单的线性处理实现 ML 译码。通过使用文献[215]中的广义正交设计方法, 可以将空-时块码推广到任意发射天线数的情况。设计正交空-时编码的两个主要目标: 一是获得 $N_{\text{Tx}}N_{\text{Rx}}$ 的分集阶数; 二是提高接收机检测每个符号的计算效率, 同时能达到 ML 的性能。

图 10.8 显示了空-时块码编码器的一般结构。空-时块码编码器的输出是一个 $N_{\text{Tx}} \times T$ 的码字矩阵 \mathbf{X} , 其中 N_{Tx} 是发送天线数, T 是每个块中的符号数。令行向量 \mathbf{x}_i 表示码字矩阵 \mathbf{X} 的第 i 行, 即 $\mathbf{x}_i = [x_i^1 \ x_i^2 \ \cdots \ x_i^T]$, $i = 1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}$ 。第 i 根发射天线在 T 个符号周期内发射 \mathbf{x}_i 。为了提高接收机 ML 检测的计算效率, 需要利用下面的性质:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}\mathbf{X}^H &= c \left(|x_i^1|^2 + |x_i^2|^2 + \cdots + |x_i^T|^2 \right) \mathbf{I}_{N_{\text{Tx}}} \\
 &= c \|\mathbf{x}_i\|^2 \mathbf{I}_{N_{\text{Tx}}}
 \end{aligned} \tag{10.53}$$

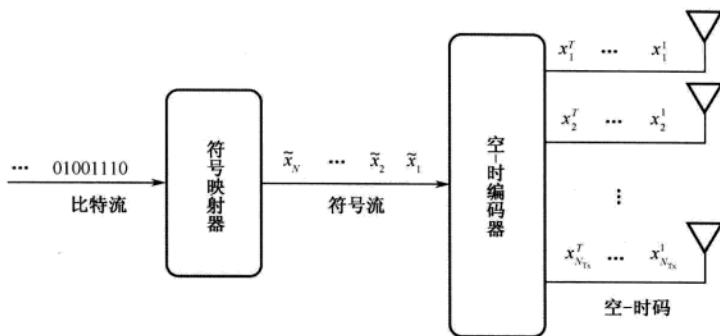


图 10.8 空-时块码编码器

其中, c 是一个常数。式 (10.53) 意味着编码矩阵 \mathbf{X} 的行向量彼此正交, 即

$$\mathbf{x}_i \mathbf{x}_j^H = \sum_{t=1}^T x_i^t \left(x_j^t \right)^* = 0, \quad i \neq j, \quad i, j \in \{1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}\} \quad (10.54)$$

1. 实空-时块码

这里给出一些实空-时块码的例子, 其中码字中的元素为实数。考虑编码速率为 1、分集阶数为 $N_{\text{Tx}} = 2, 4, 8$ 的方阵空-时码。下面是实空-时码的例子:

$$\mathbf{X}_{2,\text{real}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (10.55)$$

$$\mathbf{X}_{4,\text{real}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (10.56)$$

$$\mathbf{X}_{8,\text{real}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (10.57)$$

因为 $N = T = N_{\text{Tx}}$, 所以上面所有编码的编码速率为 1。例如, 式 (10.56) 中的空-时码, $N = T = 4$, 其编码速率为 1, 即

$$R = \frac{N}{T} = \frac{4}{4} = 1 \quad (10.58)$$

然而, 也存在编码速率 $R = 1$ 的非方阵空-时块码, 即 $N = T \neq N_{\text{Tx}}$ 。下面是 $N_{\text{Tx}} = 3, 5, 6$ 的实空-时块码的例子, 它们同时获得了最大的分集增益和编码速率:

$$\mathbf{X}_{3,\text{real}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \quad (10.59)$$

$$\mathbf{X}_{5,\text{real}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \end{bmatrix} \quad (10.60)$$

$$\mathbf{X}_{6,\text{real}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \end{bmatrix} \quad (10.61)$$

作为一个例子, 这里检验式 (10.59) 中 $\mathbf{X}_{3,\text{real}}$ 的分集增益。对于两个不同的空-时码字, 有下面的差矩阵:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{3,\text{real},p} - \mathbf{X}_{3,\text{real},q} &= \begin{bmatrix} x_{1,p} - x_{1,q} & -x_{2,p} + x_{2,q} & -x_{3,p} + x_{3,q} & -x_{4,p} + x_{4,q} \\ x_{2,p} - x_{2,q} & x_{1,p} - x_{1,q} & x_{4,p} - x_{4,q} & -x_{3,p} + x_{3,q} \\ x_{3,p} - x_{3,q} & -x_{4,p} + x_{4,q} & x_{1,p} - x_{1,q} & x_{2,p} - x_{2,q} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} e_1 & -e_2 & -e_3 & -e_4 \\ e_2 & e_1 & e_4 & -e_3 \\ e_3 & -e_4 & e_1 & e_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10.62)$$

其中, $e_i = x_{i,p} - x_{i,q}$, $i = 1, 2, 3, 4$ 。由式 (10.39) 得到最小秩为

$$\begin{aligned} v &= \min_{p \neq q} \text{rank} \left\{ \left(\mathbf{X}_{3,\text{real},p} - \mathbf{X}_{3,\text{real},q} \right) \left(\mathbf{X}_{3,\text{real},p} - \mathbf{X}_{3,\text{real},q} \right)^T \right\} \\ &= \min_{p \neq q} \text{rank} \left\{ \begin{bmatrix} e_1 & -e_2 & -e_3 & -e_4 \\ e_2 & e_1 & e_4 & -e_3 \\ e_3 & -e_4 & e_1 & e_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \\ -e_2 & e_1 & -e_4 \\ -e_3 & e_4 & e_1 \\ -e_4 & -e_3 & e_2 \end{bmatrix} \right\} \\ &= \min_{p \neq q} \text{rank} \left\{ \left(|e_1|^2 + |e_2|^2 + |e_3|^2 + |e_4|^2 \right) \mathbf{I}_3 \right\} = 3 \end{aligned} \quad (10.63)$$

从式 (10.63) 中可以看到, 式 (10.59) 中的 $\mathbf{X}_{3,\text{real}}$ 获得了最大分集增益 3。通过类似的方法可以证明其他实空-时码字也可以获得最大的分集增益。

2. 复空-时块码

前面提到的 Alamouti 码是 $N_{\text{Tx}} = 2$ 的复空-时块码, 它获得了最大的分集阶数 2, 且具有最大的编码速率 (即 $R = 1$), 其形式如下:

$$\mathbf{X}_{2,\text{complex}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (10.64)$$

然而, 当 $N_{\text{Tx}} \geq 3$ 时, 不存在一种复空-时编码能同时满足以下两个编码设计目标: 一是获得

最大分集增益，二是达到最大编码速率。考虑 $N_{Tx} = 3$ 和 $N_{Tx} = 4$ 的例子：

$$\mathbf{X}_{3, \text{complex}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (10.65)$$

$$\mathbf{X}_{4, \text{complex}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (10.66)$$

上面的两个空-时块码的编码速率都为 $1/2$ ，同时它们都是满秩的。例如，式 (10.66) 中的空-时码在 $T=8$ 个符号周期内发送 $N=4$ 个符号 (x_1, x_2, x_3, x_4) ，因此码率是 $R = 1/2$ 。

如果允许提高接收机的解码复杂度，那么可以得到具有更高编码速率的码字：

$$\mathbf{X}_{3, \text{high rate}}^{\text{high rate}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (10.67)$$

$$\mathbf{X}_{4, \text{high rate}}^{\text{high rate}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1 & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & \frac{-(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (10.68)$$

注意上面的两个空-时块码的编码速率都为 $R = 3/4$ 。

10.3.3 空-时块码的解码

本节将研究前面提出的几种空-时块码的解码。空-时块码能够应用于任意数量的接收天线。然而，在这一小节中假设只有一根接收天线。首先考虑式 (10.56) 中的实空-时码字 $\mathbf{X}_{4, \text{real}}$ ，其接收信号可以表示为

$$[y_1 \ y_2 \ y_3 \ y_4] = \sqrt{\frac{E_x}{4N_0}} [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4] \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} + [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4] \quad (10.69)$$

由式 (10.69) 可以得到下面的输入-输出关系：

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix}_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{E_x}{4N_0}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \end{bmatrix}_{\text{eff}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}_{\text{eff}} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}_{\text{eff}} \quad (10.70)$$

式 (10.70) 中有效信道矩阵 \mathbf{H}_{eff} 的每一列都相互正交。利用有效信道的正交性对式 (10.70) 进行解码:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_{\text{eff}} &= \mathbf{H}_{\text{eff}}^T \mathbf{y}_{\text{eff}} \\ &= \sqrt{\frac{E_x}{4N_0}} \mathbf{H}_{\text{eff}}^T \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{x}_{\text{eff}} + \mathbf{H}_{\text{eff}}^T \mathbf{z}_{\text{eff}} \\ &= \sqrt{\frac{E_x}{4N_0}} \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 \mathbf{I}_4 \mathbf{x}_{\text{eff}} + \tilde{\mathbf{z}}_{\text{eff}} \end{aligned} \quad (10.71)$$

对上面的结果执行 ML 信号检测:

$$\hat{x}_{i,\text{ML}} = Q \left(\frac{\tilde{y}_{\text{eff},i}}{\sqrt{\frac{E_x}{4N_0} \sum_{j=1}^4 |h_j|^2}} \right), \quad i=1,2,3,4 \quad (10.72)$$

其中, $\tilde{y}_{\text{eff},i}$ 为向量 $\tilde{\mathbf{y}}_{\text{eff}}$ 的第 i 个元素。

现在考虑式 (10.65) 中复空-时块码 $\mathbf{X}_{3,\text{complex}}$ 的解码。一根接收天线上的接收信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 & y_5 & y_6 & y_7 & y_8 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & z_4 & z_5 & z_6 & z_7 & z_8 \end{bmatrix} \quad (10.73)$$

上面的输入-输出关系也可以表示为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5^* \\ y_6^* \\ y_7^* \\ y_8^* \end{bmatrix}_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & -h_1 & 0 & -h_3 \\ h_3 & 0 & -h_1 & h_2 \\ 0 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_3^* \\ h_3^* & 0 & -h_1^* & h_2^* \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}_{\text{eff}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_{\text{eff}} \\ x_{\text{eff}} \\ x_{\text{eff}} \\ x_{\text{eff}} \end{bmatrix}_{\text{eff}} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5^* \\ z_6^* \\ z_7^* \\ z_8^* \end{bmatrix}_{\text{eff}} \quad (10.74)$$

再次利用有效矩阵的正交性, 接收信号可以修改为

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{y}}_{\text{eff}} &= \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{y}_{\text{eff}} \\
&= \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{x}_{\text{eff}} + \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{z}_{\text{eff}} \\
&= 2 \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \sum_{j=1}^3 |h_j|^2 \mathbf{I}_4 \mathbf{x}_{\text{eff}} + \tilde{\mathbf{z}}_{\text{eff}}
\end{aligned} \tag{10.75}$$

利用式 (10.75) 执行 ML 信号检测:

$$\hat{x}_{i, \text{ML}} = Q \left(\frac{\tilde{y}_{\text{eff},i}}{2 \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \sum_{j=1}^3 |h_j|^2} \right), \quad i = 1, 2, 3, 4 \tag{10.76}$$

现在讨论式 (10.67) 中的空-时块码 $\mathbf{X}_{3, \text{complex}}^{\text{high rate}}$, 其接收信号可以表示为

$$\begin{aligned}
[y_1 \ y_2 \ y_3 \ y_4] &= \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} [h_1 \ h_2 \ h_3] \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{bmatrix} \\
&\quad + [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4]
\end{aligned} \tag{10.77}$$

根据式 (10.77) 可以得到下面的输入-输出关系:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & h_2 & h_1 & 0 \\ -\frac{h_3}{2} & \frac{h_3}{2} & 0 & -\frac{h_3}{2} & -\frac{h_3}{2} & \frac{h_1 + h_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{h_3}{2} & \frac{h_3}{2} & 0 & -\frac{h_3}{2} & \frac{h_3}{2} & \frac{h_1 - h_2}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_1^* \\ x_2^* \\ x_3^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} \tag{10.78}$$

由式 (10.78) 可以推导出下面三个等式:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \\ \frac{y_4 - y_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{y_4^* + y_3^*}{\sqrt{2}} \\ y_{\text{eff}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & 0 & 0 & \frac{h_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{h_3}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & -h_2 \\ -\frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & 0 & h_1^* & 0 & \frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{\text{eff}}^H} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_1^* \\ x_2^* \\ x_3^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \\ \frac{z_4 - z_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{z_4^* + z_3^*}{\sqrt{2}} \\ z_{\text{eff}} \end{bmatrix} \tag{10.79}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \\ \frac{y_3 + y_4}{\sqrt{2}} \\ \frac{y_4^* - y_3^*}{\sqrt{2}} \\ y_{\text{eff}}^2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & 0 & 0 & \frac{h_3^*}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{h_3}{\sqrt{2}} & 0 & h_1 \\ 0 & \frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & -h_2^* & \frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_1^* \\ x_2^* \\ x_3^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \\ \frac{z_3 + z_4}{\sqrt{2}} \\ \frac{z_4^* - z_3^*}{\sqrt{2}} \\ z_{\text{eff}}^2 \end{bmatrix} \quad (10.80)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{y_1 + y_2}{\sqrt{2}} \\ y_3^* \\ y_4^* \\ y_{\text{eff}}^3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} \begin{bmatrix} \frac{h_1}{\sqrt{2}} & \frac{h_2}{\sqrt{2}} & h_3 & \frac{h_2}{\sqrt{2}} & -\frac{h_2}{\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{h_3}{\sqrt{2}} & -\frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{h_1^* + h_2^*}{\sqrt{2}} & -\frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{h_3}{\sqrt{2}} & \frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{h_1^* - h_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{h_3^*}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_1^* \\ x_2^* \\ x_3^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{z_1 + z_2}{\sqrt{2}} \\ z_3^* \\ z_4^* \\ z_{\text{eff}}^3 \end{bmatrix} \quad (10.81)$$

由式 (10.79) ~ 式 (10.81) 可以得到下面的检测统计量:

$$\tilde{y}_{\text{eff},1} = (\mathbf{h}_{\text{eff},1}^1)^H \mathbf{y}_{\text{eff}}^1 = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2) x_1 + (\mathbf{h}_{\text{eff},1}^1)^H \mathbf{z}_{\text{eff}}^1 \quad (10.82)$$

$$\tilde{y}_{\text{eff},2} = (\mathbf{h}_{\text{eff},2}^2)^H \mathbf{y}_{\text{eff}}^2 = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2) x_2 + (\mathbf{h}_{\text{eff},2}^2)^H \mathbf{z}_{\text{eff}}^2 \quad (10.83)$$

$$\tilde{y}_{\text{eff},3} = (\mathbf{h}_{\text{eff},3}^3)^H \mathbf{y}_{\text{eff}}^3 = \sqrt{\frac{E_x}{3N_0}} (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2) x_3 + (\mathbf{h}_{\text{eff},3}^3)^H \mathbf{z}_{\text{eff}}^3 \quad (10.84)$$

其中, $\mathbf{h}_{\text{eff},i}^i$ 为 $\mathbf{H}_{\text{eff}}^i$ 的第 i 列, $i = 1, 2, 3$ 。对式 (10.82) ~ 式 (10.84) 执行 ML 信号检测:

$$\hat{x}_{i,\text{ML}} = Q \left(\frac{\tilde{y}_{\text{eff},i}}{\sqrt{\frac{E_x}{3N_0} \sum_{j=1}^3 |h_j|^2}} \right), \quad i = 1, 2, 3 \quad (10.85)$$

尽管构建 $\mathbf{X}_{3,\text{complex}}^{\text{high rate}}$ 的有效信道比之前的那些例子复杂得多, 但是式 (10.82) ~ 式 (10.85) 中的检测完全是简单的线性处理过程。

程序 10.4 (“STBC_3x4_simulation.m”) 用于仿真准静态瑞利衰落信道下各种空-时块码的差错概率性能, 运行结果如图 10.9 所示。正如预期的那样, 更多的发射天线获得了更大的分集阶数。当发射天线数增加时, BER 曲线变得更加陡峭。实际上, 所有空-时块码都获得了最大的分集阶数 N_{Tx} 。

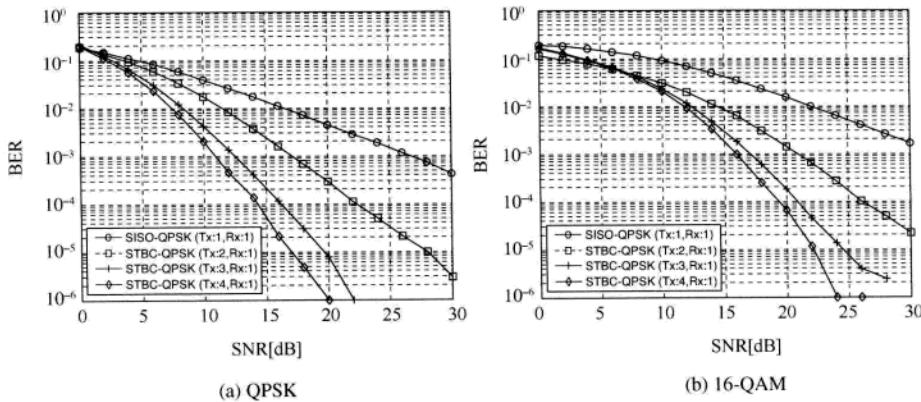


图 10.9 不同空-时块码的BER性能

MATLAB 程序: 空-时块码

程序 10.4 “STBC_3x4_simulation.m”, 仿真 3×4 空-时块码

```
% STBC_3x4_simulation.m
clear; clf;
L_frame = 130;
N_packets = 4000;
NT = 3;
NR = 4;
b = 2;
M = 2^b;
SNRdBs = [0:2:30];
sq_NT = sqrt(NT);
sq2 = sqrt(2);
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    sigma = sqrt(0.5/(10^(SNRdB/10)));
    for i_packet = 1 : N_packets
        msg_symbol = randint(L_frame*b,M);
        tx_bits = msg_symbol.';
        temp = [];
        temp1 = [];
        for i = 1 : 4
            [temp1,sym_table,P] = modulator(tx_bits(i,:),b);
            temp = [temp; temp1];
        end
        X = temp.';
        % 第一个时隙的块信号
        X1 = X(:,1:3);
        X5 = conj(X1);
        X2 = [-X(:,2) X(:,1) -X(:,4)];
        % 余下时隙的块信号
        X3 = X(:,4);
        X4 = X(:,5);
        % 生成总的块信号
        X = [X1 X2 X3 X4];
    end
end
```

```

X6 = conj(X2);
X3 = [-X(:,3)  X(:,4)  X(:,1)];
X7 = conj(X3);
X4 = [-X(:,4) -X(:,3)  X(:,2)];
X8 = conj(X4);
for n = 1 : NT
    Hr(n,:,:)= (randn(L_frame,NT)+j*randn(L_frame,NT))/sq2;
end
for n = 1 : NT
    H = reshape(Hr(n,:,:),L_frame,NT);
    Hc = conj(H);
    Habs(:,n) = sum(abs(H).^2,2);
    R1n = sum(H.*X1,2)/sq_NT+sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
    R2n = sum(H.*X2,2)/sq_NT+sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
    R3n = sum(H.*X3,2)/sq_NT+sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
    R4n = sum(H.*X4,2)/sq_NT+sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
    R5n = sum(H.*X5,2)/sq_NT+sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
    R6n = sum(H.*X6,2)/sq_NT+sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
    R7n = sum(H.*X7,2)/sq_NT+sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
    R8n = sum(H.*X8,2)/sq_NT+sigma*(randn(L_frame,1)+j*randn(L_frame,1));
    Z1_1 = R1n.*Hc(:,1) + R2n.*Hc(:,2) + R3n.*Hc(:,3);
    Z1_2 = conj(R5n).*H(:,1) + conj(R6n).*H(:,2) + conj(R7n).*H(:,3);
    Z(:,n,1) = Z1_1 + Z1_2;
    Z2_1 = R1n.*Hc(:,2) - R2n.*Hc(:,1) + R4n.*Hc(:,3);
    Z2_2 = conj(R5n).*H(:,2) - conj(R6n).*H(:,1) + conj(R8n).*H(:,3);
    Z(:,n,2) = Z2_1 + Z2_2;
    Z3_1 = R1n.*Hc(:,3) - R3n.*Hc(:,1) - R4n.*Hc(:,2);
    Z3_2 = conj(R5n).*H(:,3) - conj(R7n).*H(:,1) - conj(R8n).*H(:,2);
    Z(:,n,3) = Z3_1 + Z3_2;
    Z4_1 = -R2n.*Hc(:,3) + R3n.*Hc(:,2) - R4n.*Hc(:,1);
    Z4_2 = -conj(R6n).*H(:,3) + conj(R7n).*H(:,2) - conj(R8n).*H(:,1);
    Z(:,n,4) = Z4_1 + Z4_2;
end
for m = 1 : P
    tmp = (-1+sum(Habs,2))*abs(sym_table(m))^2;
    for i = 1 : 4
        d(:,m,i) = abs(sum(Z(:, :, i), 2) - sym_table(m)).^2 + tmp;
    end
end
Xd = [];
for n = 1 : 4
    [yn,in] = min(d(:, :, n),[],2);
    Xd = [Xd sym_table(in).'];
end
temp1 = Xd>0;
temp2 = Xd>0;

```

```

    noeb_p(i_packet) = sum(sum(temp1~=temp2));
end
BER(i_SNR) = sum(noeb_p)/(N_packets*L_frame*b);
end
semilogy(SNRdBs,BER,'b'), grid on
axis([SNRdBs([1 end]) 1e-6 1e0])
xlabel('SNR [dB]'), ylabel('BER')

```

10.4 空-时格码

空-时块码的主要优点是可以获得最大的分集增益，并且接收机只需要相对简单的线性处理。然而采用空-时格码(STTC)可以进一步提高编码增益。STTC最早由文献[219]提出。文献[224, 229, 230]对STTC的编码增益、频谱效率和分集增益等进行了验证。本节将给出一个使用M-PSK调制的空-时格码的例子。

10.4.1 STTC 编码器

图10.10显示了空-时格码系统的一部分，它是一个简化的编码器，其中采用M-PSK调制方式，有 N_T 根发射天线。令 $\mathbf{b}_t = [b_t^1 \ b_t^2 \ \cdots \ b_t^m]^T$ 表示在 t 时刻输入编码器的 $m = \log_2 M$ 比特的数据符号， $t = 0, 1, 2, \dots$ 。输入的数据符号序列可以表示为

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_0 \ \mathbf{b}_1 \ \cdots \ \mathbf{b}_t \ \cdots] = \begin{bmatrix} b_0^1 & b_1^1 & \cdots & b_t^1 & \cdots \\ b_0^2 & b_1^2 & \cdots & b_t^2 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ b_0^m & b_1^m & \cdots & b_t^m & \cdots \end{bmatrix} \quad (10.86)$$

STTC编码器可以被看做卷积编码器，第 k 个支路的每个输出符号具有 v_k 个延迟单元的记忆长度。令 $\{v_k\}_{k=1}^m$ 表示用于存储第 k 个支路的度量所需的内存大小：

$$v_k = \left\lfloor \frac{v+k-1}{\log_2 M} \right\rfloor \quad (10.87)$$

其中， v 为空-时格码总共需要的内存大小，即

$$v = \sum_{k=1}^m v_k \quad (10.88)$$

STTC编码器的输出由下面的生成多项式确定：

$$\begin{aligned} \mathbf{g}^1 &= \left[\left(g_{0,1}^1, g_{0,2}^1, \dots, g_{0,N_{Tx}}^1 \right), \left(g_{1,1}^1, g_{1,2}^1, \dots, g_{1,N_{Tx}}^1 \right), \dots, \left(g_{v_1,1}^1, g_{v_1,2}^1, \dots, g_{v_1,N_{Tx}}^1 \right) \right] \\ \mathbf{g}^2 &= \left[\left(g_{0,1}^2, g_{0,2}^2, \dots, g_{0,N_{Tx}}^2 \right), \left(g_{1,1}^2, g_{1,2}^2, \dots, g_{1,N_{Tx}}^2 \right), \dots, \left(g_{v_2,1}^2, g_{v_2,2}^2, \dots, g_{v_2,N_{Tx}}^2 \right) \right] \\ &\vdots \\ \mathbf{g}^m &= \left[\left(g_{0,1}^m, g_{0,2}^m, \dots, g_{0,N_{Tx}}^m \right), \left(g_{1,1}^m, g_{1,2}^m, \dots, g_{1,N_{Tx}}^m \right), \dots, \left(g_{v_m,1}^m, g_{v_m,2}^m, \dots, g_{v_m,N_{Tx}}^m \right) \right] \end{aligned} \quad (10.89)$$

其中， $g_{j,i}^k$ 表示M-PSK符号， $k = 1, 2, \dots, m$ ， $j = 1, 2, \dots, v_k$ ， $i = 1, 2, \dots, N_{Tx}$ 。

令 x_i^i 表示STTC编码器在 t 时刻第 i 根发射天线上的输出， $i = 1, 2, \dots, N_{Tx}$ ，由下式给出：

$$x_t^i = \sum_{k=1}^m \sum_{j=0}^{v_k} g_{j,i}^k b_{t-j}^k \bmod M \quad (10.90)$$

经过 STTC 编码后的 M-PSK 符号可以表示为

$$X = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_t \ \dots] = \begin{bmatrix} x_0^1 & x_1^1 & \dots & x_t^1 & \dots \\ x_0^2 & x_1^2 & \dots & x_t^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ x_0^{N_{\text{Tx}}} & x_1^{N_{\text{Tx}}} & \dots & x_t^{N_{\text{Tx}}} & \dots \end{bmatrix} \quad (10.91)$$

其中, $x_t = [x_t^1 \ x_t^2 \ \dots \ x_t^{N_{\text{Tx}}}]^T$ 是编码器的输出, 由 N_{Tx} 个 M-PSK 符号组成, $t = 0, 1, 2, \dots$ 。如图 10.10 所示为 STTC 编码器的一个例子, 其中 $N_{\text{Tx}} = 2$, $m = 3$, $v = 6$, 即式 (10.88) 中取 $v_1 = v_2 = v_3 = 2$ 。

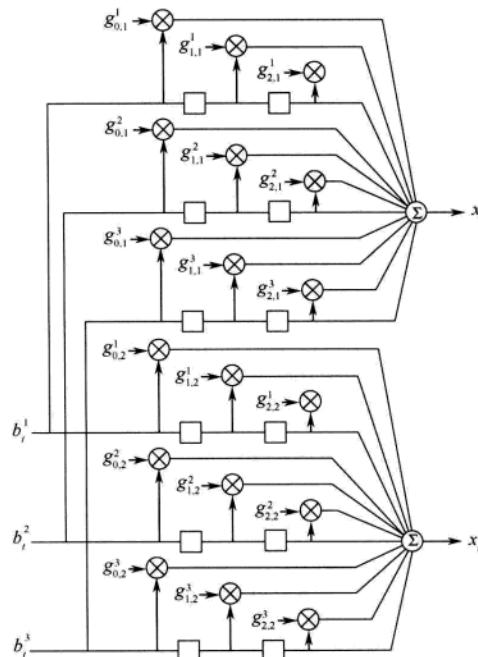


图 10.10 STTC 编码器的例子: $N_{\text{Tx}} = 2$, $m = 3$, $v_1 = v_2 = v_3 = 2$

空-时格码系统的译码可以采用维特比算法。在维特比算法中, 支路度量由欧氏距离的平方给出:

$$\sum_{t=1}^T \sum_{j=1}^{N_{\text{Rx}}} \left| y_t^j - \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} h_{j,i} x_t^i \right|^2 \quad (10.92)$$

其中, y_t^j 为第 t 个符号周期内第 j 根接收天线上的接收信号, $h_{j,i}$ 为第 i 根发射天线和第 j 根接收天线之间的信道增益。使用式 (10.92) 中的支路度量, 选择累积欧氏距离最小的一条路径作为对发射信号的检测序列。可以采用秩-行列式准则或迹准则设计 STTC 的生成多项式^[231], 分别由表 10.1 和表 10.2 给出。

表 10.1 由秩-行列式准则设计的生成多项式^[231]

调制	v	N_{Tx}	生成序列	秩	行列式	迹
QPSK	2	2	$\mathbf{g}^1 = [(0,2) (2,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,1) (1,0)]$	2	4.0	—
QPSK	4	2	$\mathbf{g}^1 = [(0,2) (2,0) (0,2)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,1) (1,2) (2,0)]$	2	12.0	—
QPSK	4	3	$\mathbf{g}^1 = [(0,0,2) (0,1,2) (2,3,1)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,0,0) (1,2,0) (2,3,3)]$	3	32.0	16.0
8PSK	3	2	$\mathbf{g}^1 = [(0,4) (4,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,2) (2,0)]$ $\mathbf{g}^3 = [(0,1) (5,0)]$	2	2.0	4.0
8PSK	4	2	$\mathbf{g}^1 = [(0,4) (4,4)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0,2) (2,2)]$ $\mathbf{g}^3 = [(0,1) (5,1) (1,5)]$	2	3.515	6.0

表 10.2 由迹准则设计的生成多项式

调制	v	N_{Tx}	生成序列	秩	行列式	迹
QPSK	2	2	$\mathbf{g}^1 = [(0,2) (1,0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,3) (2,0)]$	2	4.0	10.0
QPSK	4	2	$\mathbf{g}^1 = [(1,2) (1,3) (3,2)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,0) (2,2) (2,0)]$	2	8.0	16.0
QPSK	4	3	$\mathbf{g}^1 = [(0,2,2,0) (1,2,3,2)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2,3,3,2) (2,0,2,1)]$	2	—	20.0
8PSK	3	2	$\mathbf{g}^1 = [(2,4) (3,7)]$ $\mathbf{g}^2 = [(4,0) (6,6)]$ $\mathbf{g}^3 = [(7,2) (0,7) (4,4)]$	2	0.686	8.0
8PSK	4	2	$\mathbf{g}^1 = [(2,4,2,2) (3,7,2,4)]$ $\mathbf{g}^2 = [(4,0,4,4) (6,6,4,0)]$ $\mathbf{g}^3 = [(7,2,2,0) (0,7,6,3) (4,4,0,2)]$	2	—	20.0

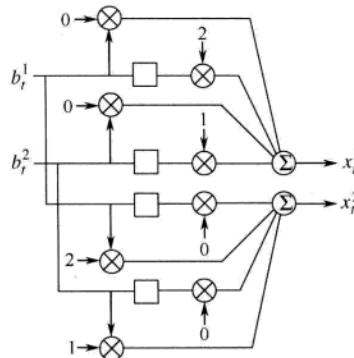
10.4.2 一个 STTC 的例子

本节给出一个 STTC 的例子, 具体为采用 QPSK 调制, 两根发射天线 ($N_{\text{Tx}} = 2$), 4-态 ($v = 2$), 且生成多项式为

$$\begin{aligned}\mathbf{g}^1 &= \left[\left(g_{0,1}^1, g_{0,2}^1 \right) \left(g_{1,1}^1, g_{1,2}^1 \right) \right] = [(0,2) (2,0)] \\ \mathbf{g}^2 &= \left[\left(g_{0,1}^2, g_{0,2}^2 \right) \left(g_{1,1}^2, g_{1,2}^2 \right) \right] = [(0,1) (1,0)]\end{aligned}\quad (10.93)$$

如图 10.11 所示为这个例子中 STTC 编码器的结构。编码器在 t 时刻的状态是 $(b_{t-1}^1 b_{t-1}^2)$ 或 $2b_{t-1}^1 + b_{t-1}^2$ 。计算第 i 根发射天线在 t 时刻的输出为

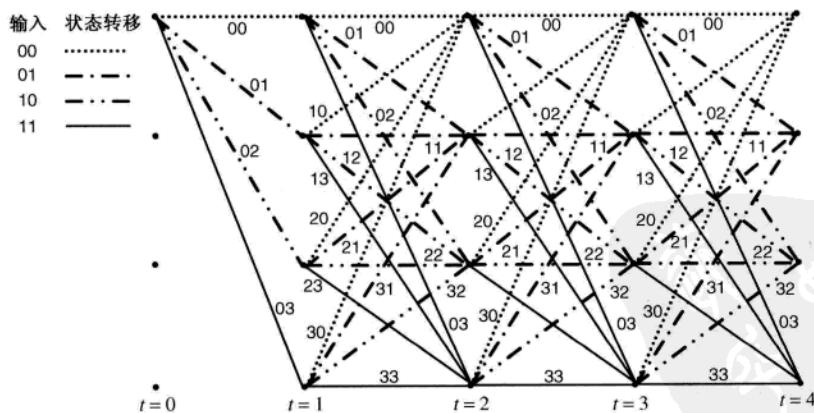
$$\begin{aligned}
 x_t^1 &= (g_{0,1}^1 b_t^1 + g_{1,1}^1 b_{t-1}^1 + g_{0,1}^2 b_t^2 + g_{1,1}^2 b_{t-1}^2) \bmod 4 \\
 &= (2b_{t-1}^1 + b_{t-1}^2) \bmod 4 \\
 &= 2b_{t-1}^1 + b_{t-1}^2
 \end{aligned} \tag{10.94}$$

图 10.11 STTC 编码器的例子: $N_{Tx} = 2$, $m = 2$, $v_1 = v_2 = 2$

或

$$\begin{aligned}
 x_t^2 &= (g_{0,2}^1 b_t^1 + g_{1,2}^1 b_{t-1}^1 + g_{0,2}^2 b_t^2 + g_{1,2}^2 b_{t-1}^2) \bmod 4 \\
 &= (2b_t^1 + b_t^2) \bmod 4 \\
 &= 2b_t^1 + b_t^2
 \end{aligned} \tag{10.95}$$

从式 (10.94) 和式 (10.95) 可以看出 $x_t^1 = x_{t-1}^2$, 即第一根发射天线的信号是第二根发射天线的信号经过延迟后得到的。在这个例子中, t 时刻的输出 x_t^2 变成了 $t+1$ 时刻的编码器状态。图 10.12 显示相应的格状图, 图中支路标签指示两个输出符号 x_t^1 和 x_t^2 。

图 10.12 STTC 编码器的格状图: $N_{Tx} = 2$, $m = 2$, $v_1 = v_2 = 2$

例如, 考虑下面的输入比特序列:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_0^1 & b_1^1 & b_2^1 & b_3^1 & b_4^1 & \dots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots \end{bmatrix} \tag{10.96}$$

利用式 (10.94) 和式 (10.95) 产生编码符号, 此外可由图 10.12 中的格状图等价表示。假设 $t=0$ 时刻的初始状态为 0, 利用式 (10.93) 和式 (10.94), 输入 $(b_0^1 \ b_0^2) = (1 \ 0)$ 产生输出 $(x_0^1 \ x_0^2) = (0 \ 2)$, 转移到 $t=1$ 时刻的状态 2。在 $t=1$ 时刻, 输入 $(b_1^1 \ b_1^2) = (0 \ 1)$ 产生输出 $(x_1^1 \ x_1^2) = (2 \ 1)$, 转移到 $t=2$ 时刻的状态 1。在 $t=2$ 时刻, 输入 $(b_2^1 \ b_2^2) = (1 \ 1)$ 产生输出 $(x_2^1 \ x_2^2) = (1 \ 3)$, 转移到 $t=3$ 时刻的状态 3。继续同样的编码过程, 格形编码的符号流可以表示为:

$$X = \begin{bmatrix} x_0^1 & x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & \dots \\ x_0^2 & x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & \dots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 2 & 1 & 3 & 0 & \dots \\ 2 & 1 & 3 & 0 & 1 & \dots \end{bmatrix} \quad (10.97)$$

运行程序 10.5 (“STTC_simulation.m”) 可以得到图 10.13。图 10.13 显示了准静态衰落信道下具有不同状态数和天线配置的空-时格码的差错性能。如图 10.13 (a) 所示为 2×1 天线配置的性能。从图 10.13 (a) 中可以观察到所有曲线具有相同的斜率, 说明它们具有相同的分集增益, 并且性能随状态数的增加而提高。如图 10.13 (b) 所示为 2×2 天线配置的性能。显然 2×2 天线系统要优于 2×1 天线系统。

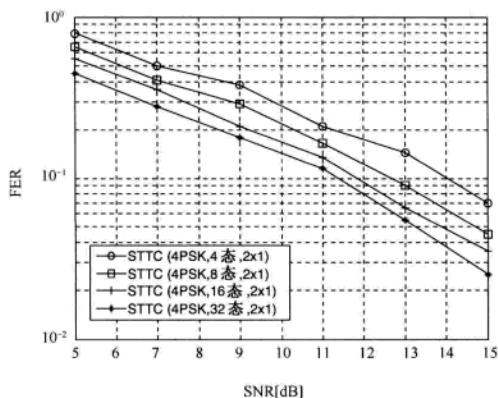
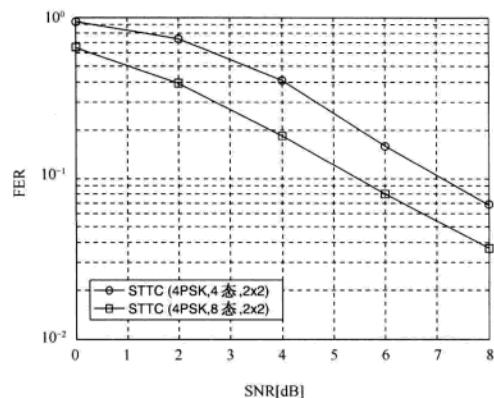
(a) 2×1 MIMO 系统(b) 2×2 MIMO 系统差错

图 10.13 具有不同状态数和天线配置的空-时格码的性能

MATLAB 程序: 空-时格码

程序 10.5 “STTC_simulation.m”, 仿真 STTC

```
% STTC_simulation.m
clear, clf
N_frame = 130;
N_Packets = 1000;
NT = 1;
NR = 2;
zf=3;
SNRdBs = 5 : 2 : 11;
for iter = 1 : 4
    if iter == 1
```

```

state = '4_State_4PSK';
gs = '-ko';
elseif iter == 2
    state = '8_State_4PSK';
    gs = '-ks';
elseif iter == 3
    state = '16_State_4PSK';
    gs = '-k+';
else
    state = '32_State_4PSK';
    gs = '-kx';
end
[dlt,slt,M] = STTC_stage_modulation(state,NR);
data_source = data_generator(N_frame,N_Packets,M,zf);
data_encoded = trellis_encoder(data_source,dlt,slt);
mod_sig = STTC_modulator(data_encoded,M);
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    [signal,ch_coefs] = channel1(mod_sig,SNRdBs(i_SNR),NR);
    [data_est,state_est] = STTC_detector(signal,dlt,slt,ch_coefs);
    [N_frame1,space_dim,N_packets] = size(data_est);
    FER(i_SNR) = sum(sum(data_source~=data_est)>0)/N_packets;
end
semilogy(SNRdBs,FER,gs), hold on
end
title('BER of STTC coding')

```

程序 10.6 “STTC_stage_modulator”

```

function [dlt,slt,M] = STTC_stage_modulation(state,NRx)
switch state
    case '4_State_4PSK', M = 4; Ns = 4; % 调制阶数和状态数
    case '8_State_4PSK', M = 4; Ns = 8;
    case '16_State_4PSK', M = 4; Ns = 16;
    case '32_State_4PSK', M = 4; Ns = 32;
    case '8_State_8PSK', M = 8; Ns = 8;
    case '16_State_8PSK', M = 8; Ns = 16;
    case '32_State_8PSK', M = 8; Ns = 32;
    case 'DelayDiv_8PSK', M = 8; Ns = 8;
    case '16_State_16qam', M = 16; Ns = 16;
    case 'DelayDiv_16qam', M = 16; Ns = 16;
    otherwise, disp('Wrong option !!');
end
base = reshape(1:Ns,M,Ns/M)';
slt = repmat(base,M,1);
stc_bc16 = [ 0  0;  11  1;  2  2;  9  3;
              4  4;  15  5;  6  6;  13  7;
              8  8;  3  9;  10 10;  1  11;

```

```

12 12; 7 13; 14 14; 5 15];
for n = 1 : M
    l = n-1;
    ak = bitget(l,1);
    bk = bitget(l,2);
    dk = bitget(l,3);
    ek = bitget(l,4);
    switch M
        % 4PSK
        case 4
            for m = 1 : Ns
                k = m-1;
                ak_1 = bitget(k,1);
                bk_1 = bitget(k,2);
                ak_2 = bitget(k,3);
                bk_2 = bitget(k,4);
                ak_3 = bitget(k,5);
                bk_3 = bitget(k,6);
                switch Ns
                    case 4      % 4state_4psk
                        if NRx == 2      % 秩和行列式准则
                            dlt(m,n,1) = mod(2*bk_1+ak_1,M);
                            dlt(m,n,2) = mod(2*bk+ak,M);
                        else      % 迹准则
                            dlt(m,n,1) = mod(2*bk_1+ak_1,M);
                            dlt(m,n,2) = mod(2*bk+ak,M);
                        end
                    case 8      % 8state_4psk
                        if NRx == 2      % 秩和行列式准则
                            dlt(m,n,1) = mod(2*ak_2+2*bk_1+ak_1,M);
                            dlt(m,n,2) = mod(2*ak_2+2*bk+ak,M);
                        else      % 迹准则
                            dlt(m,n,1) = mod(2*bk_1+2*bk+ak_1+2*ak,M);
                            dlt(m,n,2) = mod(bk_1+2*ak_2+2*bk+2*ak_1,M);
                        end
                    case 16      % 16state_4psk
                        if NRx == 2      % 秩和行列式准则
                            dlt(m,n,1) = mod(2*ak_2+2*bk_1+ak_1,M);
                            dlt(m,n,2) = mod(2*bk_2+2*ak_1+2*bk+ak,M);
                        else      % 迹准则
                            dlt(m,n,1) = mod(2*bk_3+2*ak_3+3*bk_2+...
                                3*bk_1+2*ak_1+2*ak,M);
                            dlt(m,n,2) = mod(2*bk_3+3*bk_2+bk_1+...
                                2*ak_1+2*bk+2*ak,M);
                        end
                    case 32      % 32state_4psk

```

```

% 秩和行列式准则
dlt(m,n,1) = mod(2*ak_3+3*bk_2+2*ak_2+...
2*bk_1+ak_1,M);
dlt(m,n,2) = mod(2*ak_3+3*bk_2+2*bk_1+...
ak_1+2*bk+ak,M);
end
end
% 8PSK
case 8      % 只有秩和行列式准则
for m = 1 : Ns
k = m - 1;
ak_1 = bitget(k,1);
bk_1 = bitget(k,2);
dk_1 = bitget(k,3);
ak_2 = bitget(k,4);
bk_2 = bitget(k,5);
switch Ns
case 8
switch state
case '8_State_8PSK'
dlt(m,n,1) = mod(4*dk_1+2*bk_1+5*ak_1,M);
dlt(m,n,2) = mod(4*dk+2*bk+ak,M);
case 'DelayDiv_8PSK'
dlt(m,n,1) = mod(4*dk_1+2*bk_1+ak_1,M);
dlt(m,n,2) = mod(4*dk+2*bk+ak,M);
end
case 16      % 16state_8psk
dlt(m,n,1) = mod(ak_2+4*dk_1+2*bk_1+5*ak_1,M);
dlt(m,n,2) = ...
mod(5*ak_2+4*dk_1+2*bk_1+ak_1+4*dk+2*bk+ak,M);
case 32      % 32state_8psk
dlt(m,n,1) = mod(2*bk_2+3*ak_2+4*dk_1+...
2*bk_1+5*ak_1,M);
dlt(m,n,2) = mod(2*bk_2+7*ak_2+4*dk_1+...
2*bk_1+ak_1+4*dk+2*bk+ak,M);
end
end
% 16-QAM
case 16      % 只有秩和行列式准则
for m = 1 : Ns
k = m - 1;
ak_1 = bitget(k,1);

```

```

bk_1 = bitget(k,2);
dk_1 = bitget(k,3);
ek_1 = bitget(k,4);
switch Ns
    case 16
        switch state
            case '16_State_16qam'
                dlt(m,n,1) = stc_bc16(k+1,1);
                dlt(m,n,2) = stc_bc16(k+1,2)-m+n;
            case 'DelayDiv_16qam'
                dlt(m,n,1) = mod(8*ek_1+4*dk_1+...
                    2*bk_1+ak_1,M);
                dlt(m,n,2) = mod(8*ek_1+4*dk_1+2*bk_1+ak_1,M);
        end
    end
end
end
end

```

程序 10.7 “data_generator”

```

function data = data_generator(L_frame,N_frames,md,zf)
data = round((md-1)*rand(L_frame,1,N_frames));
[m,n,o] = size(data);
data(m+1:m+zf,:,1:o) = 0;

```

程序 10.8 “trellis_encoder”

```

function enc_data = trellis_encoder(data,dlt,slt)
[L_frame,l,N_frames] = size(data);
n_state = 1; % 初始状态
for k = 1 : N_frames
    for i = 1 : L_frame
        d = data(i,1,k)+1; % data_dim=1
        enc_data(i,:,k) = dlt(n_state,d,:); % stc 编码
        n_state = slt(n_state,d,:);
    end
end

```

程序 10.9 “STTC_modulator”

```

function sig_mod = STTC_modulator(data,M,sim_options)
qam16 = [1 1; 2 1; 3 1; 4 1;
          4 2; 3 2; 2 2; 1 2;
          1 3; 2 3; 3 3; 4 3;
          4 4; 3 4; 2 4; 1 4];
[N_frame,space_dim,N_packets] = size(data);
j2piM = j*2*pi/M;

```

```

for k = 1 : N_packets
    switch M
        case 16      % 16-QAM
            for l = 1 : space_dim
                k1(:,l) = qam16(data(:,l,k)+1,1);
                k2(:,l) = qam16(data(:,l,k)+1,2);
            end
            q(:, :, k) = 2*k1-M-1 - j*(2*k2-M-1);
        otherwise
            q(:, :, k) = exp(j2piM*data(:, :, k));
        end
        sig_mod = q;
    end

```

程序 10.10 “channel1”, STTC 的信道产生

```

function varargout = channel1(sig,SNRdB,NR)
ch_conf = [2 NR];
[N_frame,space_dim,N_packets] = size(sig);
spowr = sum(abs(sig(:,1,1)))/N_frame;
sigma = sqrt(0.5*spowr*(10^(-SNRdB/10)));
sq2 = sqrt(2);
ch_coefs = (randn(ch_conf(1),ch_conf(2),N_packets) + ...
    j*randn(ch_conf(1),ch_conf(2),N_packets))/sq2 ;
ch_noise = sigma*(randn(N_frame,ch_conf(2),N_packets) + ...
    j*randn(N_frame,ch_conf(2),N_packets));
for k = 1 : N_packets
    sig_add(:, :, k) = sig(:, :, k)*ch_coefs(:, :, k);
end
sig_corr = (sig_add + ch_noise);
varargout = {sig_corr, ch_coefs};

```

程序 10.11 “STTC_detector”, STTC 解码器

```

function [data_est,state_est] = STTC_detector(sig,dlt,slt,ch_coefs)
[step_final,space_dim,N_packets] = size(sig);
[s,md,foo] = size(dlt);
qam16 = [1 1;2 1;3 1;4 1;
          4 2;3 2;2 1;2;
          1 3;2 3;3 4;3;
          4 4;3 4;2 4;1 4];
for k = 1 : N_packets
    metric(1,2:s) = realmax;
    for l = 1:step_final
        for m = 1 : s      % 当前的 m
            [s_pre,foo] = find(slt==m);
            pos = mod(m-1,md) + 1;
            data_test = dlt(s_pre, pos, :);
            data_test = reshape(data_test,[md 2]);

```

```

if md == 16      % 16-QAM
    for r = 1 : 2
        k1(:,r) = qam16(data_test(:,r)+1,1);
        k2(:,r) = qam16(data_test(:,r)+1,2);
    end
    q_test = (2*k1-md-1) - j*(2*k2-md-1);
else      % 4,8PSK
    expr = j*2*pi/nd;
    q_test = exp(expr*data_test);
end
metric_d = branch_metric(sig(l,:,k),q_test,ch_coefs(:,:,k));
metric_md = metric(l,s_pre)' + metric_d;
[metric_min,metric_pos] = min(metric_md);
metric(l+1,m) = metric_min;
vit_state(l+1,m) = s_pre(metric_pos);
vit_data(l+1,m) = pos - 1;
end
end
[foo,state_best] = min(metric(end,:));
state_est(step_final + 1) = state_best;
for l = step_final : -1 : 1
    state_est(l) = vit_state(l+1,state_est(l+1));
    data_est(l,:,k) = vit_data(l+1,state_est(l+1));
end
end

```

程序 10.12 “branch_metric”

```

function metric = branch_metric(sig,q_test,ch_coefs)
[n,m] = size(ch_coefs);
[q_dim,foo] = size(q_test);
sig = repmat(sig,q_dim,1);
outsum = 0;
for j = 1 : m      % 外部求和
    insum = 0;
    for i = 1 : n      % 内部求和
        insum1 = ch_coefs(i,j).*q_test(:,i);
        insum = insum + insum1;
    end
    outsum1 = abs(sig(:,j) - insum).^2;
    outsum = outsum + outsum1;
end
metric = outsum;

```

11 章

空间复用 MIMO 系统的信号检测

与第 10 章中使用天线分集技术的 MIMO 系统相比, 空间复用 MIMO (SM MIMO) 系统能够以更高的速率发送数据。对于 SM MIMO 系统, 接收机的空间解复用或信号检测是一项具有挑战的任务。在这一章中, 我们讨论 SM MIMO 系统的信号检测技术。考虑图 11.1 中的 $N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}$ MIMO 系统。令 \mathbf{H} 表示一个信道矩阵, 其中第 (j, i) 个元素 h_{ji} 表示第 i 根发射天线和第 j 根接收天线之间的信道增益, $j = 1, 2, \dots, N_{\text{Rx}}$, $i = 1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}$ 。将空间复用的用户数据和相应的接收信号分别表示为 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_{\text{Tx}}}]^T$ 和 $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_{\text{Rx}}}]^T$, 其中 x_i 和 y_j 分别表示第 i 根发射天线的发射信号和第 j 根接收天线的接收信号。令 \mathbf{z}_j 表示第 j 根接收天线的加性高斯白噪声, 方差为 σ_z^2 。令 \mathbf{h}_i 表示信道矩阵 \mathbf{H} 的第 i 个列向量, 那么 $N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}$ 的 MIMO 系统可以表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \\ &= \mathbf{h}_1 x_1 + \mathbf{h}_2 x_2 + \dots + \mathbf{h}_{N_{\text{Tx}}} x_{N_{\text{Tx}}} + \mathbf{z}\end{aligned}\quad (11.1)$$

其中, $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_{N_{\text{Rx}}}]^T$ 。

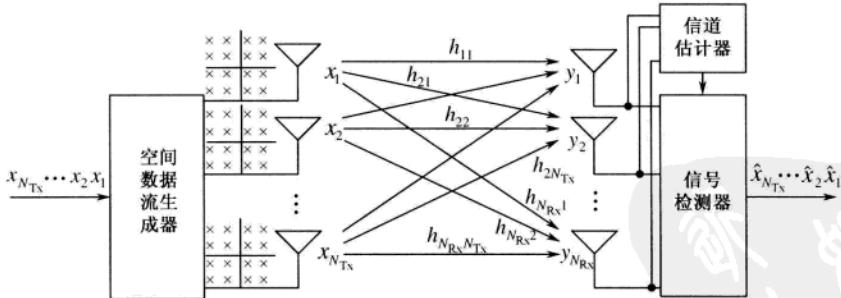


图 11.1 空间复用 MIMO 系统

11.1 线性信号检测

线性信号检测方法将来自目标发射天线的期望信息流当做有用信息, 同时把其他发射信号当做干扰。因此, 在检测来自目标发射天线的期望信号的过程中, 要最小化或消除来自其他发送天线的

干扰信号。为了检测来自每根天线的期望信号, 利用一个加权矩阵 \mathbf{W} 实现逆转信道的作用:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 & \cdots & \tilde{x}_{N_T} \end{bmatrix}^T = \mathbf{W}\mathbf{y} \quad (11.2)$$

也就是说, 由接收信号的一个线性组合完成对每个符号的检测。基本的线性检测方法包括迫零 (ZF) 技术和最小均方误差 (MMSE) 技术。

11.1.1 ZF 信号检测

ZF 技术使用下面的加权矩阵消除干扰:

$$\mathbf{W}_{\text{ZF}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (11.3)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示埃米特转置操作。换句话说, 它逆转了信道的作用:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_{\text{ZF}} &= \mathbf{W}_{\text{ZF}} \mathbf{y} \\ &= \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z} \\ &= \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}} \end{aligned} \quad (11.4)$$

其中, $\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}} = \mathbf{W}_{\text{ZF}} \mathbf{z} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z}$ 。注意差错性能与 $\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}}$ 的功率 (即 $\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}}\|_2^2$) 直接相关。使用奇异值分解 (SVD), 检测后的噪声功率为

$$\begin{aligned} \|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}}\|_2^2 &= \left\| (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z} \right\|^2 \\ &= \left\| (\mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma}^2 \mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|^2 \\ &= \left\| \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma}^{-2} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|^2 \\ &= \left\| \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|^2 \end{aligned} \quad (11.5)$$

对于酉矩阵 \mathbf{Q} , 满足 $\|\mathbf{Q}\mathbf{x}\|^2 = \mathbf{x}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \mathbf{x} = \mathbf{x}^H \mathbf{x} = \|\mathbf{x}\|^2$, 因此噪声功率的期望值为

$$\begin{aligned} E\left\{ \|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}}\|_2^2 \right\} &= E\left\{ \left\| \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|_2^2 \right\} \\ &= E\left\{ \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \mathbf{z}^H \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma}^{-1}) \right\} \\ &= \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H E\{\mathbf{z} \mathbf{z}^H\} \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma}^{-1}) \\ &= \text{Tr}(\sigma_z^2 \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma}^{-1}) \\ &= \sigma_z^2 \text{Tr}(\boldsymbol{\Sigma}^{-2}) \\ &= \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \frac{\sigma_z^2}{\sigma_i^2} \end{aligned} \quad (11.6)$$

11.1.2 MMSE 信号检测

MMSE 能够最大化检测后的 SINR, 令其加权矩阵为

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (11.7)$$

注意 MMSE 接收机需要噪声的统计信息 σ_z^2 。式 (11.7) 中加权矩阵的第 i 个行向量 $\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}}$ 由

下面的最优化方程得出：

$$\mathbf{w}_{i, \text{MMSE}} = \arg \max_{\mathbf{w} = (w_1, w_2, \dots, w_{N_{\text{Tx}}})} \frac{|\mathbf{w} \mathbf{h}_i|^2 E_x}{E_x \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{\text{Tx}}} |\mathbf{w} \mathbf{h}_j|^2 + \|\mathbf{w}\|^2 \sigma_z^2} \quad (11.8)$$

使用式 (11.7) 的 MMSE 加权矩阵, 可以得到以下关系:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}} &= \mathbf{W}_{\text{MMSE}} \mathbf{y} \\ &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} \\ &= \tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z} \\ &= \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}} \end{aligned} \quad (11.9)$$

其中, $\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z}$ 。使用 SVD, 检测后的噪声功率为

$$\begin{aligned} \|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}\|_2^2 &= \|(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z}\|^2 \\ &= \left\| (\mathbf{V} \Sigma^2 \mathbf{V}^H + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{V} \Sigma \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|^2 \end{aligned} \quad (11.10)$$

由于

$$(\mathbf{V} \Sigma^2 \mathbf{V}^H + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{V} \Sigma = (\mathbf{V} \Sigma^2 \mathbf{V}^H + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} (\Sigma^{-1} \mathbf{V}^H)^{-1} = (\Sigma \mathbf{V}^H + \sigma_z^2 \Sigma^{-1} \mathbf{V}^H)^{-1}$$

式 (11.10) 的噪声功率能够表示为

$$\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}\|_2^2 = \left\| (\Sigma \mathbf{V}^H + \sigma_z^2 \Sigma^{-1} \mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|^2 = \left\| \mathbf{V} (\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|^2 \quad (11.11)$$

根据乘以酉矩阵不会改变向量范数的事实, 即 $\|\mathbf{Vx}\|^2 = \|\mathbf{x}\|^2$, 式 (11.11) 的期望值为

$$\begin{aligned} E\left\{\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}\|_2^2\right\} &= E\left\{\left\| (\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|^2\right\} \\ &= E\left\{\text{Tr}\left((\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \mathbf{z}^H \mathbf{U} (\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1}\right)\right\} \\ &= \text{Tr}\left((\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1} \mathbf{U}^H E\{\mathbf{z} \mathbf{z}^H\} \mathbf{U} (\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1}\right) \\ &= \text{Tr}\left(\sigma_z^2 (\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-2}\right) \\ &= \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \sigma_z^2 \left(\sigma_i + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_i}\right)^{-2} \\ &= \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \frac{\sigma_z^2 \sigma_i^2}{(\sigma_i^2 + \sigma_z^2)^2} \end{aligned} \quad (11.12)$$

当信道矩阵的条件数很大, 即最小的奇异值非常小时, 在线性滤波的过程中噪声增强的影响将会更加显著。参考式 (11.6) 和式 (11.12), 对于 ZF 和 MMSE 线性检测器, 由最小奇异值引起噪声增强的影响分别为

$$E\left\{\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}}\|_2^2\right\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \frac{\sigma_z^2}{\sigma_i^2} \approx \frac{\sigma_z^2}{\sigma_{\min}^2}, \text{ZF} \quad (11.13a)$$

$$E\left\{\left\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}\right\|_2^2\right\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{Tx}}} \frac{\sigma_z^2 \sigma_i^2}{\left(\sigma_i^2 + \sigma_z^2\right)^2} \approx \frac{\sigma_z^2 \sigma_{\min}^2}{\left(\sigma_{\min}^2 + \sigma_z^2\right)^2}, \text{ MMSE} \quad (11.3b)$$

其中, $\sigma_{\min}^2 = \min\{\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_{N_{\text{Tx}}}^2\}$ 。比较式 (11.13a) 和式 (11.13b), 很明显噪声增强的影响在 ZF 滤波中比在 MMSE 滤波中更加显著。如果 $\sigma_{\min}^2 \gg \sigma_z^2$, 那么 $\sigma_{\min}^2 + \sigma_z^2 \approx \sigma_{\min}^2$, 所以在两种线性滤波中噪声增强的影响是相同的。由于 ZF 技术实现的分集阶数为 $N_{\text{Rx}} - N_{\text{Tx}} + 1$, 在单发射天线和多接收天线的情况下, ZF 接收机相当于一个最大比合并 (MRC) 接收机, 可以实现的分集阶数为 N_{Rx} 。

11.2 OSIC 信号检测

在一般情况下, 线性检测方法的性能比非线性检测方法要差。然而, 线性检测方法的硬件实现复杂度更低。通过排序的连续干扰消除 (Ordered Successive Interference Cancellation, OSIC) 方法可以改善线性检测方法的性能, 而不会显著提高复杂度。它采用一组线性接收机, 每个接收机检测并行数据流中的一个, 在每个阶段能够成功地从接收信号中删除检测出的信号成分。更具体地说, 在每个阶段将检测出来的信号从接收信号中减去, 使得用于后续阶段的剩余信号具有更少的干扰^[211, 213, 232]。

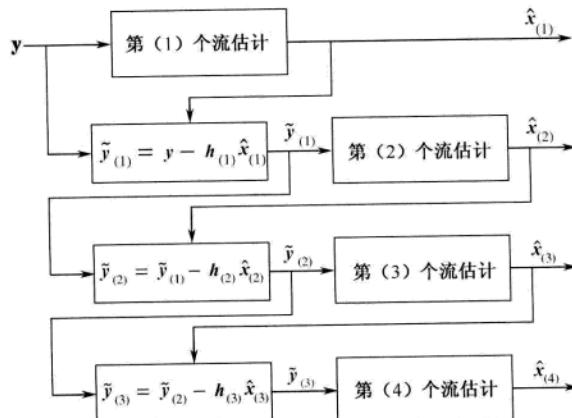


图 11.2 用于 4 个空间数据流的 OSIC 信号检测示意图

图 11.2 说明了对 4 个空间数据流进行 OSIC 信号检测的过程。令 $x_{(i)}$ 表示第 i 个需要检测的符号, 它可能并不是来自第 i 根发射天线的信号, 因为 $x_{(i)}$ 是按照检测顺序设定的。令 $\hat{x}_{(i)}$ 表示一个 $x_{(i)}$ 的切片值。在 OSIC 的过程中, 式 (11.3) 中的 ZF 方法或式 (11.7) 中的 MMSE 方法都可用于符号估计。在下面的讨论中假设使用 MMSE 方法。利用式 (11.7) 中的 MMSE 加权矩阵的第一行估计第一个数据流。在估计和切片产生 $\hat{x}_{(1)}$ 后, 从接收信号中减去 $\hat{x}_{(1)}$ 构成第一阶段的剩余信号:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_{(1)} &= \mathbf{y} - \mathbf{h}_{(1)} \hat{\mathbf{x}}_{(1)} \\ &= \mathbf{h}_{(1)} \left(x_{(1)} - \hat{x}_{(1)} \right) + \mathbf{h}_{(2)} x_{(2)} + \dots + \mathbf{h}_{(N_{\text{Tx}})} x_{(N_{\text{Tx}})} + \mathbf{z} \end{aligned} \quad (11.14)$$

如果 $x_{(1)} = \hat{x}_{(1)}$, 那么在估计 $x_{(2)}$ 时能成功删除这一干扰; 如果 $x_{(1)} \neq \hat{x}_{(1)}$, 那么会发生差错传播, 因为用于估计 $x_{(2)}$ 的 MMSE 加权是在 $x_{(1)} = \hat{x}_{(1)}$ 的条件下设计的。

由于前一阶段的错误判决会引起误差传播, 因此检测顺序会明显影响 OSIC 检测的整体性能。接下来我们将描述不同的检测排序方法。

方法 1 (基于 SINR 的排序): 首先检测具有最大检测后 SINR 的信号。对于线性 MMSE 检测, 检测后的 SINR 为

$$\text{SINR}_i = \frac{E_x |\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{h}_i|^2}{E_x \sum_{l \neq i} |\mathbf{w}_{l,\text{MMSE}} \mathbf{h}_l|^2 + \sigma_z^2 \|\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}}\|^2}, \quad i = 1, 2, \dots, N_{\text{Tx}} \quad (11.15)$$

其中, E_x 为发送信号的能量, $\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}}$ 为式 (11.7) 中 MMSE 加权矩阵的第 i 行, \mathbf{h}_i 为信道矩阵的第 i 个列向量。经过 MMSE 检测, 均方误差 (MSE) 达到最小, 而且检测后的 SINR 达到最大。一旦通过式 (11.7) 的 MMSE 加权矩阵计算出 N_{Tx} 个 SINR, 就能选择最大 SINR 对应的层。在选择第二个检测符号的过程中, 已经从接收信号中删除了由第一个检测信号产生的干扰。假设 $(1)=l$, 即首先删除第 l 个符号, 那么删去第 l 个符号对应的信道增益向量后, 式 (11.7) 中的信道矩阵变为

$$\mathbf{H}^{(1)} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \cdots \mathbf{h}_{l-1} \mathbf{h}_{l+1} \cdots \mathbf{h}_{N_{\text{Tx}}}] \quad (11.16)$$

用式 (11.16) 中的 $\mathbf{H}^{(1)}$ 代替式 (11.7) 中的 \mathbf{H} , 然后重新计算 MMSE 加权矩阵。现在, 只需要计算 $N_{\text{Tx}}-1$ 个 SINR, $\{\text{SINR}\}_{i=1, i \neq l}^{N_{\text{Tx}}}$, 用于选择具有最大 SINR 的符号。在下一个具有最大 SINR 的符号被删除之后, 对剩余的信号重复同样的过程。在 MMSE-OSIC 中, 总共需要计算 $\sum_{j=1}^{N_{\text{Tx}}} j = N_{\text{Tx}}(N_{\text{Tx}}+1)/2$ 个 SINR。

方法 2 (基于 SNR 的排序): 当使用式 (11.3) 中的 ZF 加权矩阵时, 式 (11.15) 中的干扰项消失, 同时信号功率 $|\mathbf{w}_i \mathbf{h}_i|^2 = 1$, 检测后的 SINR 简化为

$$\text{SNR}_i = \frac{E_x}{\sigma_z^2 \|\mathbf{w}_i\|^2}, \quad i = 1, 2, \dots, N_{\text{Tx}} \quad (11.17)$$

使用与方法 1 相同的检测排序过程, 只是现在利用式 (11.17) 中的 SNR, 而不是利用式 (11.15) 中的 SINR。在这种方法中, 总共需要计算 $\sum_{j=1}^{N_{\text{Tx}}} j = N_{\text{Tx}}(N_{\text{Tx}}+1)/2$ 个 SNR。

方法 3 (基于列范数的排序): 方法 1 和方法 2 在进行信号检测时分别涉及了大量复杂的 SINR 和 SNR 计算。为了降低排序的复杂度, 我们使用信道矩阵的列向量范数。将接收信号表示成如下形式:

$$\mathbf{y} = \mathbf{Hx} + \mathbf{z} = \mathbf{h}_1 x_1 + \mathbf{h}_2 x_2 + \cdots + \mathbf{h}_{N_{\text{Tx}}} x_{N_{\text{Tx}}} + \mathbf{z} \quad (11.18)$$

从上式可以看出第 i 个发射信号的接收强度与信道矩阵的第 i 个列范数成正比。因此, 我们可以利用范数 $\|\mathbf{h}_i\|$ 的排序检测信号。这种方法根据范数的降序进行检测, 并且只需要计算 N_{Tx} 个范数, 同时只进行一次排序。由于只进行一次排序, 与前两种方法相比, 复杂度显著降低。

方法 4 (基于接收信号的排序): 在方法 1、2、3 中利用信道增益和噪声特性确定检测顺序, 然而也可以使用接收信号确定检测顺序^[233]。与上述三种方法相比, 方法 4 的性能更好, 但复杂度最高, 因为每接收一个信号就需要进行一次检测排序。

在 OSIC 方法中所有符号的分集阶数都能大于 $N_{\text{Rx}} - N_{\text{Tx}} + 1$ 。由于排序, 第一个检测符号的分集阶数也大于 $N_{\text{Rx}} - N_{\text{Tx}} + 1$ 。然而, 其余符号的分集阶数取决于先前的符号是否能够被正确检测。如果前面的检测都是正确的, 那么第 i 个检测符号的分集阶数为 $N_{\text{Rx}} - N_{\text{Tx}} + i$ 。

程序 11.1 (“OSIC_detector”) 用于实现 OSIC 检测方法, 通过设置参数 “OSIC_type” 来选择

OSIC 类型。该程序调用程序 11.2 (“QAM16_slicer”)。图 11.3 比较了不同排序方法下 OSIC 检测的差错性能, 其中 $N_{Rx} = N_{Tx} = 4$ 。可以看出在三种方法中基于 SINR 排序的方法获得了最好的性能。

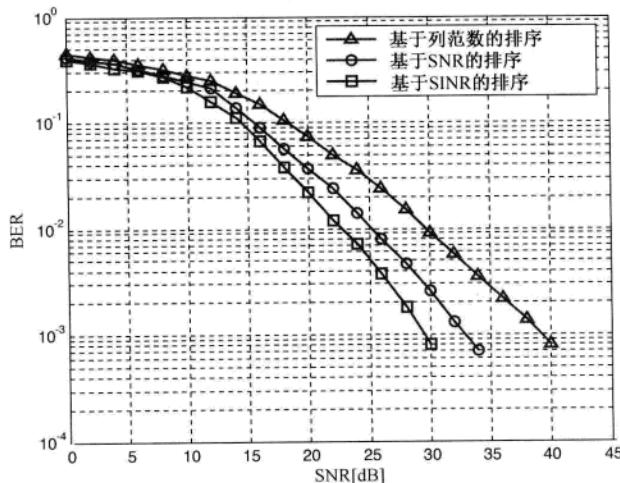


图 11.3 采用不同排序方法的 OSIC 检测的性能

MATLAB 编程: OSIC 检测方法

程序 11.1 “OSIC_detector”, 实现不同的 OSIC 信号检测方法

```
function [X_hat] = OSIC_detector(y,H,sigma2,nT,OSIC_type)
% 输入:
% y      : 输入信号, nR×1
% H      : 信道矩阵, nR×nT
% sigma2: 噪声方差
% nT    : 发射天线数
% OSIC_type:
% - 1 : 检测后 SINR 最大
% - 2 : 列范数最大
% - 3 : 检测后 SNR 最大
% 输出:
% X_hat : 估计后得到的信号, nT×1
if OSIC_type == 1 % 检测后的 SINR
    Order = []; % 检测排序
    index_array = [1:nT]; % 待检信号的编号集
    % V-BLAST
    for stage = 1 : nT
        % MMSE 滤波器, 式 (11.7)
        Wmmse = inv(H'*H+sigma2*eye(nT+1-stage))*H';
        WmmseH = Wmmse*H;
        SINR = [];
        for i = 1 : nT-(stage-1)
            tmp = norm(WmmseH(i,[1:i-1 i+1:nT-(stage-1)]))^2 ...

```

```

+ sigma2*norm(Wmmse(i,:))^2;
% 计算 SINR, 式 (11.15)
SINR(i) = abs(WmmseH(i,i))^2/tmp;
end
[val_max,index_temp] = max(SINR); % 利用 SINR 排序
Order = [Order index_array(index_temp)];
index_array = index_array([1:index_temp-1 index_temp+1:end]);
x_temp(stage) = Wmmse(index_temp,:)*y; % MMSE 滤波器
X_hat(stage) = QAM16_slicer(x_temp(stage),1); % 切片
y_tilde = y - H(:,index_temp)*X_hat(stage); % 干扰删除
H_tilde = H(:,[1:index_temp-1 index_temp+1:nT-(stage-1)]); % 新 H
H = H_tilde;
y = y_tilde;
end
X_hat(Order) = X_hat;
elseif OSIC_type == 2 % 列范数排序检测
X_hat = zeros(nT,1);
G = inv(H); % H 的逆
for i = 1 : nT % 计算列范数
    norm_array(i) = norm(H(:,i));
end
[sorted_norm_array,Order_temp] = sort(norm_array);
Order = wrev(Order_temp);
% V-BLAST
for stage = 1 : nT
    x_temp = G(Order(stage),:)*y; % Tx 信号检测
    X_hat(Order(stage)) = QAM16_slicer(x_temp,1); % 切片
    y_tilde = y - H(:,Order(stage))*X_hat(Order(stage));
end
else % 基于检测后 SNR 排序的 OSIC
Order = [];
index_array = [1:nT]; % 待检信号的编号集
% V-BLAST
for stage = 1 : nT
    G = inv(H'*H)*H';
    norm_array = [];
    for i = 1 : nT-(stage-1) % 检测排序
        norm_array(i) = norm(G(i,:));
    end
    [val_min,index_min] = min(norm_array); % 按照 SNR 排序
    Order = [Order index_array(index_min)];
    index_array = index_array([1:index_min-1 index_min+1:end]);
    x_temp(stage) = G(index_min,:)*y; % Tx 信号估计
    X_hat(stage) = QAM16_slicer(x_temp(stage),1); % 切片
    y_tilde = y - H(:,index_min)*X_hat(stage); % 干扰删除
    H_tilde = H(:,[1:index_min-1 index_min+1:nT-(stage-1)]); % 新 H
end

```

```

H = H_tilde;
y = y_tilde;
end
X_hat(Order) = X_hat;
end

```

程序 11.2 “QAM16_slicer”

```

function [X_hat] = QAM16_slicer(X,N)
if nargin < 2
    N = length(X);
end
sq10 = sqrt(10);
b = [-2 0 2]/sq10;
c = [-3 -1 1 3]/sq10;
Xr = real(X);
Xi = imag(X);
for i = 1 : N
    R(find(Xr < b(1))) = c(1);
    I(find(Xi < b(1))) = c(1);
    R(find(b(1) <= Xr & Xr < b(2))) = c(2);
    I(find(b(1) <= Xi & Xi < b(2))) = c(2);
    R(find(b(2) <= Xr & Xr < b(3))) = c(3);
    I(find(b(2) <= Xi & Xi < b(3))) = c(3);
    R(find(b(3) <= Xr)) = c(4);
    I(find(b(3) <= Xi)) = c(4);
end
X_hat = R + j*I;

```

11.3 ML 信号检测

最大似然 (ML) 检测计算接收信号向量和所有可能的后处理向量 (所有可能的发射信号向量和给定信道 \mathbf{H} 的乘积) 之间的欧氏距离，并找到一个最小的距离。令 C 和 N_{Tx} 分别表示信号的星座集和发射天线数。ML 检测将发射的信号向量 \mathbf{x} 估计为

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{ML}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in C^{N_{\text{Tx}}}} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 \quad (11.19)$$

其中， $\|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2$ 是 ML 的度量。当所有的发射向量等可能时，ML 方法达到最大后验概率 (MAP) 检测的最佳性能。然而它的复杂度随调制阶数和/或发射天线数量的增加而上升^[234]。总共需要计算 $|C|^{N_{\text{Tx}}}$ 个 ML 度量，也就是说计算度量的复杂度随着天线数呈指数上升。因为这一方法具有最佳性能，所以尽管计算复杂度很高，仍将其作为其他检测方法的参考。通过改进的 ML (MML) 检测的方法可以将 ML 度量的计算次数从 $|C|^{N_{\text{Tx}}}$ 减少到 $|C|^{N_{\text{Tx}}-1}$ ^[234]。换句话说，当 $N_{\text{Tx}} = 2$ 时对复杂度的减少很有帮助，然而当 $N_{\text{Tx}} \geq 3$ 时复杂度仍然很高。

11.1 节中的线性检测的复杂度和 11.2 节中的 OSIC 检测的复杂度都远低于最优的 ML 检测，但它们的性能明显不如 ML 检测。运行程序 11.3 可以得到图 11.4，图中比较了基于 SINR 排序的

OSIC 检测和 ML 检测的性能。由图 11.4 可以看出，ML 检测明显优于 OSIC 检测。已经有很多研究致力于检测方法的设计，实现尽可能以较低的复杂度获得接近最优的性能，我们仍然把这些方法看做式 (11.19) 中的 ML 检测。

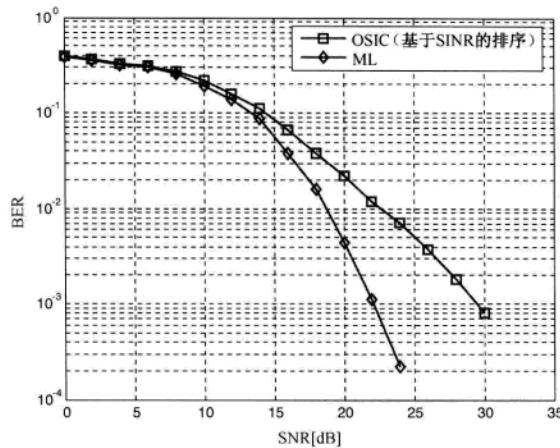


图 11.4 OSIC 检测与 ML 检测的性能比较

MATLAB 程序：ML 信号检测

程序 11.3 “ML_detector”，ML 信号检测

```

function [X_hat] = ML_detector(y,H)
QAM_table = [-3-3j, -3-j, -3+3j, -3+j, ...
              -1-3j, -1-j, -1+3j, -1+j, ...
              3-3j, 3-j, 3+3j, 3+j, ...
              1-3j, 1-j, 1+3j, 1+j]/sqrt(10);
metric = 100000;
for l = 1 : 16
    x_tmp(1) = QAM_table(l);
    Esti_y1(:,1) = y - H(:,1).*x1_tmp;
    for m = 1 : 16
        x_tmp(2) = QAM_table(m);
        Esti_y2(:,1) = Esti_y1(:,1) - H(:,2).*x2_tmp;
        for n = 1 : 16
            x_tmp(3) = QAM_table(n);
            Esti_y3(:,1) = Esti_y2(:,1) - H(:,3).*x3_tmp;
            for o = 1 : 16
                x_tmp(4) = QAM_table(o);
                Esti_y4(:,1) = Esti_y3(:,1) - H(:,4).*x4_tmp;
                metric_tmp = sqrt(Esti_y4(:,1)*Esti_y4(:,1));
                if metric_tmp < metric
                    X_hat = x_tmp;
                    metric = metric_tmp;
                end
            end
        end
    end
end

```

```

    end
end
end
end

```

11.4 球形译码

球形译码 (Sphere Decoding, SD) 方法试图寻找具有最小 ML 度量的发射信号向量, 也就是想要找到 ML 的解向量。然而, 它只在一个给定球体内寻找, 而不是在所有可能的发射信号向量中寻找^[235, 236]。SD 调整球体半径直到其内部存在一个 ML 解向量。当球体内部不存在解向量时增大半径, 当球体内存在许多解向量时减小半径。

接下来, 通过一个例子简要说明一下 SD 的思路。考虑一个采用方形 QAM 的 2×2 复 MIMO 信道。复系统可以转换成等价的实系统。令 y_{jR} 和 y_{jI} 分别表示在第 j 根接收天线上接收信号的实部和虚部, 即 $y_{jR} = \operatorname{Re}\{y_j\}$ 和 $y_{jI} = \operatorname{Im}\{y_j\}$ 。第 i 根天线上发射信号 x_i 的实部和虚部可以分别表示为 $x_{iR} = \operatorname{Re}\{x_i\}$ 和 $x_{iI} = \operatorname{Im}\{x_i\}$ 。对于 2×2 MIMO 信道, 接收信号可以按照其实部和虚部表示如下:

$$\begin{bmatrix} y_{1R} + jy_{1I} \\ y_{2R} + jy_{2I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11R} + jh_{11I} & h_{12R} + jh_{12I} \\ h_{21R} + jh_{21I} & h_{22R} + jh_{22I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} + jx_{1I} \\ x_{2R} + jx_{2I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{1R} + jz_{1I} \\ z_{2R} + jz_{2I} \end{bmatrix} \quad (11.20)$$

其中, $h_{jR} = \operatorname{Re}\{h_{ij}\}$, $h_{jI} = \operatorname{Im}\{h_{ij}\}$, $z_{iR} = \operatorname{Re}\{z_i\}$, $z_{iI} = \operatorname{Im}\{z_i\}$ 。式 (11.20) 的实部和虚部可以分别表示为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_{1R} \\ y_{2R} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11R} & h_{12R} \\ h_{21R} & h_{22R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{11I} & h_{12I} \\ h_{21I} & h_{22I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1I} \\ x_{2I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{1R} \\ z_{2R} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_{11R} & h_{12R} & -h_{11I} & -h_{12I} \\ h_{21R} & h_{22R} & -h_{21I} & -h_{22I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \\ x_{1I} \\ x_{2I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{1R} \\ z_{2R} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11.21a)$$

和

$$\begin{bmatrix} y_{1I} \\ y_{2I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11I} & h_{12I} & h_{11R} & h_{12R} \\ h_{21I} & h_{22I} & h_{21R} & h_{22R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \\ x_{1I} \\ x_{2I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{1I} \\ z_{2I} \end{bmatrix} \quad (11.21b)$$

将式 (11.21a) 和式 (11.21b) 组合后可以得到下面的表达式:

$$\begin{bmatrix} y_{1R} \\ y_{2R} \\ y_{1I} \\ y_{2I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11R} & h_{12R} & -h_{11I} & -h_{12I} \\ h_{21R} & h_{22R} & -h_{21I} & -h_{22I} \\ h_{11I} & h_{12I} & h_{11R} & h_{12R} \\ h_{21I} & h_{22I} & h_{21R} & h_{22R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \\ x_{1I} \\ x_{2I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{1R} \\ z_{2R} \\ z_{1I} \\ z_{2I} \end{bmatrix} \quad (11.22)$$

对于式 (11.22) 中定义的 \bar{y} 、 \bar{H} 和 \bar{z} , SD 方法利用下面的关系:

$$\arg \min_{\bar{x}} \|\bar{y} - \bar{H}\bar{x}\|^2 = \arg \min_{\bar{x}} (\bar{x} - \hat{\bar{x}})^T \bar{H}^T \bar{H} (\bar{x} - \hat{\bar{x}}) \quad (11.23)$$

其中, $\hat{\bar{x}} = (\bar{H}^H \bar{H})^{-1} \bar{H}^H \bar{y}$ 是式 (11.22) 中的实系统的无约束解¹。附录 11.A 给出了式 (11.23) 的证明。式 (11.23) 说明 ML 解可以由不同的度量 $(\bar{x} - \hat{\bar{x}})^T \bar{H}^T \bar{H} (\bar{x} - \hat{\bar{x}})$ 决定。考虑半径为 R_{SD} 的球体:

$$(\bar{x} - \hat{\bar{x}})^T \bar{H}^T \bar{H} (\bar{x} - \hat{\bar{x}}) \leq R_{SD}^2 \quad (11.24)$$

SD 方法只考虑由式 (11.24) 定义的球体中的向量。图 11.5 显示了一个中心为 $\hat{\bar{x}} = (\bar{H}^H \bar{H})^{-1} \bar{H}^H \bar{y}$, 半径为 R_{SD} 的球体。在这个例子中, 球体包括四个候选向量, 其中一个是 ML 解向量。由于球体外部的 ML 度量值大于球体内部的度量值, 因此球体外部的向量不可能是 ML 解向量。如果我们很幸运地在四个候选向量中选择了最近的向量, 那么可以减小式 (11.24) 的半径, 这样可以得到一个只包含一个向量的球体。如图 11.5 (b) 所示, ML 解向量包含在一个半径减小了的球体内。

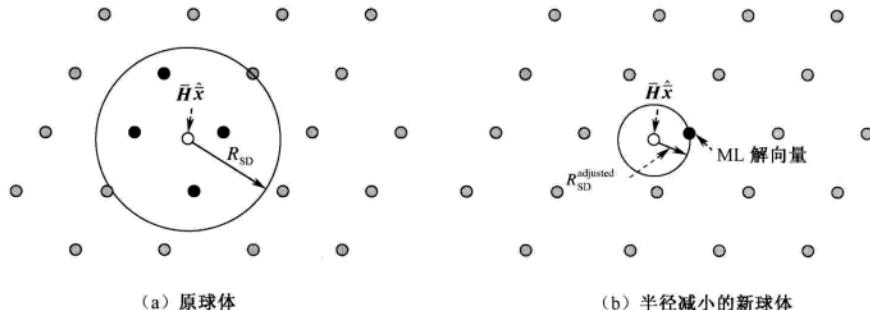


图 11.5 球形译码中球体的示意图

式 (11.23) 中的度量还可以表示为

$$(\bar{x} - \hat{\bar{x}})^T \bar{H}^T \bar{H} (\bar{x} - \hat{\bar{x}}) = (\bar{x} - \hat{\bar{x}})^T \mathbf{R}^T \mathbf{R} (\bar{x} - \hat{\bar{x}}) = \|\mathbf{R}(\bar{x} - \hat{\bar{x}})\|^2 \quad (11.25)$$

其中, \mathbf{R} 由实信道矩阵 \bar{H} 的 QR 分解得到 $\bar{H} = \mathbf{Q} \mathbf{R}$ 。当 $N_{Tx} = N_{Rx} = 2$ 时, 式 (11.25) 中的度量为

$$\begin{aligned} \|\mathbf{R}(\bar{x} - \hat{\bar{x}})\|^2 &= \left\| \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 - \hat{\bar{x}}_1 \\ \bar{x}_2 - \hat{\bar{x}}_2 \\ \bar{x}_3 - \hat{\bar{x}}_3 \\ \bar{x}_4 - \hat{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} \right\|^2 \\ &= \left| r_{44} (\bar{x}_4 - \hat{\bar{x}}_4) \right|^2 + \left| r_{33} (\bar{x}_3 - \hat{\bar{x}}_3) + r_{34} (\bar{x}_4 - \hat{\bar{x}}_4) \right|^2 \\ &\quad + \left| r_{22} (\bar{x}_2 - \hat{\bar{x}}_2) + r_{23} (\bar{x}_3 - \hat{\bar{x}}_3) + r_{24} (\bar{x}_4 - \hat{\bar{x}}_4) \right|^2 \\ &\quad + \left| r_{11} (\bar{x}_1 - \hat{\bar{x}}_1) + r_{12} (\bar{x}_2 - \hat{\bar{x}}_2) + r_{13} (\bar{x}_3 - \hat{\bar{x}}_3) + r_{14} (\bar{x}_4 - \hat{\bar{x}}_4) \right|^2 \end{aligned} \quad (11.26)$$

由式 (11.25) 和式 (11.26), 式 (11.24) 中的球体可以表示为

¹式 (11.23) 中 \bar{x} 的元素不再限定为信号星座图中的一个符号点。

$$\left| r_{44} \left(\bar{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 + \left| r_{33} \left(\bar{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{34} \left(\bar{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 + \left| r_{22} \left(\bar{x}_2 - \hat{x}_2 \right) + r_{23} \left(\bar{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{24} \left(\bar{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 + \left| r_{11} \left(\bar{x}_1 - \hat{x}_1 \right) + r_{12} \left(\bar{x}_2 - \hat{x}_2 \right) + r_{13} \left(\bar{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{14} \left(\bar{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 \leq R_{SD}^2 \quad (11.27)$$

利用式 (11.27) 中的球体, SD 方法可以描述为以下四个步骤。

步骤 1: 参考式 (11.27), 首先考虑单一维度上 \bar{x}_4 的候选值, 即任意选择球体 $\left| r_{44} \left(\bar{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 \leq R_{SD}^2$ 内的点。换句话说, 这一点 (值) 必须在以下范围内选择:

$$\hat{x}_4 - \frac{R_{SD}}{r_{44}} \leq \bar{x}_4 \leq \hat{x}_4 + \frac{R_{SD}}{r_{44}} \quad (11.28)$$

令 \tilde{x}_4 表示在步骤 1 中选择的点。如果满足不等式的候选点不存在, 那么增大半径。如果成功选择了一个候选值, 那么继续执行步骤 2。

步骤 2: 再次参照式 (11.27), 从下面的球体中任意选择 \bar{x}_3 的一个候选值:

$$\left| r_{44} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 + \left| r_{33} \left(\bar{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{34} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 \leq R_{SD}^2 \quad (11.29)$$

上式等价于:

$$\hat{x}_3 - \frac{\sqrt{R_{SD}^2 - \left| r_{44} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2} - r_{34} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right)}{r_{33}} \leq \bar{x}_3 \leq \hat{x}_3 + \frac{\sqrt{R_{SD}^2 - \left| r_{44} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2} - r_{34} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right)}{r_{33}} \quad (11.30)$$

在步骤 1 中已经选择了式 (11.30) 中的 \tilde{x}_4 。如果 \bar{x}_3 的候选值不存在, 那么回到步骤 1, 选择另一个候选值 \tilde{x}_4 。然后, 在给定 \tilde{x}_4 的情况下搜索满足式 (11.30) 的 \bar{x}_3 。对于所有可能的 \tilde{x}_4 , 如果不存在 \bar{x}_3 的候选值, 那么增大球体的半径 R_{SD} , 并且重复步骤 1。令 \tilde{x}_4 和 \tilde{x}_3 分别表示最终在步骤 1 和步骤 2 中选择的点。

步骤 3: 给定 \tilde{x}_4 和 \tilde{x}_3 , 从下面的球体中任意选择 \bar{x}_2 的一个候选值:

$$\begin{aligned} & \left| r_{44} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 + \left| r_{33} \left(\tilde{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{34} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 \\ & + \left| r_{22} \left(\bar{x}_2 - \hat{x}_2 \right) + r_{23} \left(\tilde{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{24} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 \leq R_{SD}^2 \end{aligned} \quad (11.31)$$

如果不存在 \bar{x}_2 的候选值, 那么回到步骤 2, 选择另一个 \tilde{x}_3 的候选值。对于 \tilde{x}_3 的所有可能的候选值, 如果不存在 \bar{x}_2 的候选值, 那么回到步骤 1, 并选择另一个 \tilde{x}_4 的候选值。从步骤 1 到步骤 3 选择的最终点分别记为 \tilde{x}_4 、 \tilde{x}_3 和 \tilde{x}_2 。

步骤 4: 从以下球体中任意选择 \bar{x}_1 的一个候选值:

$$\begin{aligned} & \left| r_{44} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 + \left| r_{33} \left(\tilde{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{34} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 + \left| r_{22} \left(\tilde{x}_2 - \hat{x}_2 \right) + r_{23} \left(\tilde{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{24} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 \\ & + \left| r_{11} \left(\bar{x}_1 - \hat{x}_1 \right) + r_{12} \left(\tilde{x}_2 - \hat{x}_2 \right) + r_{13} \left(\tilde{x}_3 - \hat{x}_3 \right) + r_{14} \left(\tilde{x}_4 - \hat{x}_4 \right) \right|^2 \leq R_{SD}^2 \end{aligned} \quad (11.32)$$

如果 \bar{x}_1 的候选值不存在, 那么回到步骤 3, 选择 \tilde{x}_2 的其他候选值。对于 \tilde{x}_2 的所有可能的候选值, 如果 \bar{x}_1 的候选值不存在, 那么回到步骤 2, 并选择另一个 \tilde{x}_3 的候选值。令 \tilde{x}_1 表示 \bar{x}_1 的候选值。一旦找到所有的候选值 \tilde{x}_4 、 \tilde{x}_3 、 \tilde{x}_2 和 \tilde{x}_1 , 就可以通过式 (11.32) 计算相应的半径。然后使用减小后的新半径, 重复步骤 1。如果 $[\tilde{x}_4, \tilde{x}_3, \tilde{x}_2, \tilde{x}_1]$ 是最终半径球体内的一个单点, 那么就宣布它为 ML 解向量, 同时停止搜索过程。

现在以 2×2 MIMO 系统为例来说明 SD 的复杂度。从图 11.6 可以看出, SD 的复杂度取决于初始半径选择的好坏程度。尽管可以用不同方法确定初始半径, 但我们建议利用下式来确定初始半径:

$$R_{\text{SD}}^2 = \sum_{i=1}^4 \left| \sum_{k=i}^4 r_{ik} \left(\bar{\bar{x}}_k - \hat{\bar{x}}_k \right) \right|^2 \quad (11.33)$$

其中, $\hat{\bar{x}} = [\bar{\bar{x}}_4, \bar{\bar{x}}_3, \bar{\bar{x}}_2, \bar{\bar{x}}_1]$ 是无约束的 LS 解, $\bar{\bar{x}} = Q(\bar{\bar{x}}_i)$, $i=1, 2, 3, 4$ 。计算式 (11.33) 中的初始半径需要 14 次实数乘法运算。使用这个初始半径, 在步骤 s ($s=1, 2, 3, 4$) 中, 对 $\bar{\bar{x}}_i$ ($i=4-s+1$) 选择候选值的不等式条件可以概括为

$$\hat{x}_{i, \text{LS}} + \frac{-\alpha_i - \beta_i}{r_{ii}} \leq x_i \leq \hat{x}_{i, \text{LS}} + \frac{\alpha_i - \beta_i}{r_{ii}} \quad (11.34)$$

其中, $\alpha_i = \sqrt{R_{\text{SD}}^2 - \sum_{k=i+1}^4 \left| \sum_{p=i+1}^4 r_{kp} \left(\bar{\bar{x}}_p - \hat{\bar{x}}_{p, \text{LS}} \right) \right|^2}$, $\beta_i = \sum_{k=i+1}^4 r_{ik} \left(\bar{\bar{x}}_k - \hat{\bar{x}}_k \right)$ 。

在式 (11.34) 中, $\{\hat{\bar{x}}_k\}_{k=i+1}^4$ 是在前面的步骤中选择得到的。由于每个 $\bar{\bar{x}}_k$ 是一个整数, 并且重复使用前面步骤的结果, 因此计算式 (11.34) 需要一次乘法、两次除法和一次平方根运算。在第一步 ($s=1$) 中, $\beta_4 = 0$, 因此需要一次除法和一次平方根运算。使用长度为 $2 \times N_{\text{Rx}}$ (=4) 的新向量来计算新半径时, 只需一次乘法运算, 因为可以重复使用在前面的步骤中得到的结果。表 11.1 总结了 SD 的复杂度。在表 11.1 中, 计算 $\hat{\bar{x}} = (\bar{\bar{H}})^{-1} \bar{\bar{y}}$ 专指 $\bar{\bar{H}}^{-1}$ 和 $\bar{\bar{y}}$ 相乘, 不包括 $\bar{\bar{H}}^{-1}$ 的计算。

程序 11.4 (“SD_detector”) 可以用于评价 SD 的复杂度。运行程序 11.4 可以得到图 11.6, 图中显示了 SD 复杂度随信噪比变化的曲线, 其中复杂度是乘法、除法和平方根运算次数的总和。当信噪比增大时, ZF 解向量 $\hat{\bar{x}}$ 更加接近 ML 解向量。因此, 在图 11.5 (b) 中对初始半径的正确选择避免了半径调整。注意 ML 信号检测的复杂度为 $16^2 = 256$ 次的 ML 度量计算。假设每个 ML 度量计算都需要 4 次实数乘法, 则一共需要 $256 \times 4 = 1024$ 次实数乘法。SD 的主要缺点是它的复杂度依赖于信噪比。此外, 如图 11.6 所示, 尽管可以显著降低平均复杂度, 但是在最坏情况下的复杂度仍与 ML 检测相同。

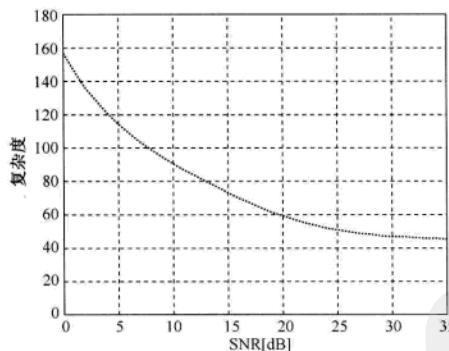


图 11.6 SD 的复杂度: 16-QAM, 2×2 MIMO 信道, 采用 ZF 方法计算初始半径

表 11.1 球形译码在每一步中的复杂度

	乘法	除法	平方根
$\hat{\bar{x}} = (\bar{\bar{H}})^{-1} \bar{\bar{y}}$	16	0	0
式 (11.33) 中的 R_{SD}^2	14	0	0
步骤 1	0	1	1
步骤 2~4 中的每一步	1	2	1
R_{SD}^2 更新	1	0	0

MATLAB 程序：球形译码方法

程序 11.4 “SD_detector”

```

function [X_hat] = SD_detector(y,H,nT)
% 输入:
%   y : 接收信号, nR×1
%   H : 信道矩阵, nR×nT
%   nT : 发射天线数
% 输出:
%   X_hat : 估计得到的信号, nT×1
global x_list; % 实星座中的候选符号
global x_now; % 临时的 x_vector 向量元素
global x_hat; % inv(H)*y
global x_sliced; % 切片的 x_hat
global x_pre; % 前一阶段得到的 x 向量
global real_constellation; % 实星座
global R; % QR 分解中的 R
global radius_squared; % 半径的平方
global x_metric; % 前一阶段候选的 ML 参数
global len; % nT×2
QAM_table2 = [-3-3j, -3-j, -3+3j, -3+j, ...
               -1-3j, -1-j, -1+3j, -1+j, ...
               3-3j, 3-j, 3+3j, 3+j, ...
               1-3j, 1-j, 1+3j, 1+j]/sqrt(10); % 16-QAM
real_constellation = [-3 -1 1 3]/sqrt(10);
% y : 复向量 -> 实向量
y = [real(y); imag(y)];
% H : 复向量 -> 实向量
H = [real(H) -(imag(H)); imag(H) real(H)];
len = nT*2; % 复数 -> 实数
x_list = zeros(len,4); % 4 : 实星座长度, 16-QAM
x_now = zeros(len,1);
x_hat = zeros(len,1);
x_pre = zeros(len,1);
x_metric = 0;
[Q,R] = qr(H); % nR × nT QR 分解
x_hat = inv(H)*y; % ZF 均衡
x_sliced = QAM16_real_slicer(x_hat,len); % 切片
radius_squared = norm(R*(x_sliced-x_hat))^2; % 半径的平方
transition = 1;
% transition 的含义
% 0 : 半径的平方, 1~len : 阶段号
% len+1 : 按照范数值比较两个向量
% len+2 : 完成
flag = 1;
% 状态转移跟踪

```

```

% 0 : 阶段编号加 1
% 1 : 阶段编号减 1
% 2 : 1 -> len+2 或 len+1 -> 1
while (transition<len+2)
    if transition == 0      % radius_squared*2
        [flag,transition,radius_squared,x_list]= ...
            radius_control(radius_squared,transition);
    elseif transition <= len
        [flag,transition] = stage_processing(flag,transition);
    elseif transition == len+1
        [flag,transition] = compare_vector_norm(transition);
    end
end
ML = x_pre;
for i = 1 : len/2
    X_hat(i) = ML(i)+j*ML(i+len/2);
end
function [X_hat] = QAM16_real_slicer(X,N)
sq10 = sqrt(10);
b = [-2 0 2]/sq10;
c = [-3 -1 1 3]/sq10;
X = real(X);    % X 是复数
X_hat(find(X<=b(1))) = c(1);
X_hat(find(b(1)<=X&X<=b(2))) = c(2);
X_hat(find(b(2)<=X&X<=b(3))) = c(3);
X_hat(find(b(3)<=X)) = c(4);

```

程序 11.5 “state_processing”

```

function [flag,transition] = stage_processing(flag,transition)
% 输入:
%     flag : 前一阶段编号
%     flag = 0 : 阶段编号减小 -> x_now 空 -> 新的 x_now
%     flag = 1 : 阶段编号减小 -> 新的 x_now
%     flag = 2 : 前一阶段编号 =len+1 -> 如果 R>R' -> 从第一阶段开始
%     transition : 阶段号
% 输出:
%     flag : 从 flag 计算阶段号
%     transition : 下一阶段号
%     0 : R×2
%     1 : 下一阶段
%     len+2: 完成
global x_list x_metric x_now x_hat R
global real_constellation radius_squared x_sliced
stage_index = length(R(1,:))-(transition-1);
if flag == 2    % 前一阶段=len+1: 重新计算 R
    radius_squared = norm(R*(x_sliced-x_hat))^2;

```

```

end
if flag ~= 0    % 前一阶段=len+1 或 0
    %-> 计算上下限, x_list(stage_index,:)
    [bound_lower bound_upper] = bound(transition);
    for i = 1 : 4    % 在 x_now(stage_index)中寻找一个候选值
        % 4=size(real_constellation), 假设为 16-QAM
        if bound_lower <= real_constellation(i) &&...
            real_constellation(i) <= bound_upper
            list_len = list_length(x_list(stage_index,:));
            x_list(stage_index,list_len+1) = real_constellation(i);
        end
    end
    end
list_len = list_length(x_list(stage_index,:));
if list_len == 0    % x_now 中没有候选值
    if x_metric == 0 || transition ~= 1
        % transition >=2 -> 如果没有候选值 -> 减小阶段编号
        flag = 0;
        transition = transition-1;
    elseif x_metric ~= 0 && transition == 1
        % 上面两个条件满足 -> 找到 ML 解
        transition = length(R(1,:))+2;    % 完成
    end
else    % x_now 中存在候选值 -> 增加阶段序号
    flag = 1;
    transition = transition+1;
    x_now(stage_index) = x_list(stage_index,1);
    x_list(stage_index,: ) = [x_list(stage_index,[2:4]) 0];
end

```

程序 11.6 “list_length”

```

function [len] = list_length(list)
% 输入:
%     list : 向量类型
% 输出:
%     len : 编号数
len = 0;
for i = 1 : 4
    if list(i) == 0
        break;
    else
        len = len+1;
    end
end

```

程序 11.7 “bound”

```

function [bound_lower bound_upper] = bound(transition)
% 输入:
%       R : [Q R] = qr(H)
% radius_squared : R^2
%       transition : 阶段数
%       x_hat : inv(H)*y
%       x_now : 切片的 x_hat
% 输出:
%       bound_lower : 下限
%       bound_upper : 上限
global R radius_squared;
global x_now x_hat;
len = length(x_hat);
temp_sqrt = radius_squared;
temp_k = 0;
for i = 1 : 1 : transition-1
    temp_abs = 0;
    for k = 1 : 1 : i
        index_1 = len-(i-1);
        index_2 = index_1+ (k-1);
        temp_k = R(index_1,index_2)*(x_now(index_2)-x_hat(index_2));
        temp_abs = temp_abs+temp_k;
    end
    temp_sqrt = temp_sqrt - abs(temp_abs)^2;
end
temp_sqrt = sqrt(temp_sqrt);
temp_no_sqrt = 0;
index_1 = len-(transition-1);
index_2 = index_1;
for i = 1 : 1 : transition-1
    index_2 = index_2+1;
    temp_i = R(index_1,index_2)*(x_now(index_2)-x_hat(index_2));
    temp_no_sqrt = temp_no_sqrt - temp_i;
end
temp_lower = -temp_sqrt + temp_no_sqrt;
temp_upper = temp_sqrt + temp_no_sqrt;
index = len-(transition-1);
bound_lower = temp_lower/R(index,index) + x_hat(index);
bound_upper = temp_upper/R(index,index) + x_hat(index);
bound_upper = fix(bound_upper*sqrt(10))/sqrt(10);
bound_lower = ceil(bound_lower*sqrt(10))/sqrt(10);

```

程序 11.8 “radius_control”

```

function [flag,transition,radius_squared,x_list] = radius_control(radius_squared,transition)
% 输入:

```

```
% radius_squared : 当前半径
%      transition : 当前阶段编号
% 输出:
% radius_squared : 加倍的 radius
%      transition : 下一阶段编号
%      flag : 从 flag 计算下一阶段数
global len;
radius_squared = radius_squared*2;
transition = transition+1;
flag = 1;
x_list(len,:)=zeros(1,4);
```

程序 11.9 “vector_comparison”

```
function [check] = vector_comparison(vector_1,vector_2)
% 检验两个向量是否相同
% 输入:
%      pre_x : 向量 1
%      now_x : 向量 2
% 输出:
%      check : 1-> 相同, 0-> 不同
check = 0;
len1 = length(vector_1);
len2 = length(vector_2);
if len1 ~= len2
    error('vector size is different');
end
for column_num = 1 : len1
    if vector_1(column_num,1) == vector_2(column_num,1)
        check = check + 1;
    end
end
if check == len1
    check = 1;
else
    check = 0;
end
```

程序 11.10 “compare_vector_norm”

```
function [flag,transition] = compare_vector_norm(transition)
% 阶段编号增加(flag = 1) : 重新计算 x_list(index,:)
% 阶段编号减少(flag = 0) : 在前一阶段, 在 x_list 中没有候选的 x_now
% 输入:
%      flag : 前一阶段
%      transition : 阶段数
% 输出
%      flag : 从 flag 计算下一阶段数
%      transition : 下一阶段数
```

```

global x_list x_pre x_metric;
global x_now x_hat;
global R radius_squared x_sliced len;
vector_identity = vector_comparison(x_pre,x_now);
% 检验新的候选值是否在之前找的值中
if vector_identity == 1
    % 如果为 1 -> 找到 ML 解
    len_total = 0;
    for i = 1 : len      % 如果向量唯一 -> len_total = 0
        len_total = len_total + list_length(x_list(i,:));
    end
    if len_total == 0      % 找到 ML 解向量
        transition = len+2; % 完成
        flag = 1;
    else      % 超过一个候选值
        transition = transition-1; % 回到上一阶段
        flag = 0;
    end
else      % 如果为 0 -> 新候选向量与之前的候选向量不同 -> 重新开始
    x_sliced_temp = x_now;
    metric_temp = norm(R*(x_sliced_temp-x_hat))^2;
    if metric_temp <= radius_squared
        % 新候选向量的度量较小 -> 重新开始
        x_pre = x_now;
        x_metric = metric_temp;
        x_sliced = x_now;
        transition = 1;      % 重新开始
        flag = 2; x_list = zeros(len,4); % 初始化
        x_now = zeros(len,1); % 初始化
    else      % 新候选向量的 ML 度量较大
        transition = transition-1; % 回到前一阶段
        flag = 0;
    end
end

```

11.5 QRM-MLD 法

假设发射天线数和接收天线数相等, $x_4 \in C$ 对信道矩阵进行 QR 分解, $H=QR$ 。那么式 (11.19) 中的 ML 度量可以等价地表示为

$$\begin{aligned}
 \|y - Hx\| &= \|y - QRx\| \\
 &= \|Q^H(y - QRx)\| \\
 &= \|\tilde{y} - Rx\|
 \end{aligned} \tag{11.35}$$

在式 (11.25) 的球形译码中对等效的实系统也应用了 QR 分解。然而在式 (11.35) 中它作用

于一个复信道矩阵。在下面的讨论中, 我们将阐述 $N_{\text{Tx}} = N_{\text{Rx}} = 4$ 的 QRM-MLD 法^[237, 238]。在这种情况下, 式 (11.35) 可以扩展为

$$\begin{aligned} \|\tilde{\mathbf{y}} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 &= \left\| \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \right\|^2 \\ &= |\tilde{y}_4 - r_{44}x_4|^2 + |\tilde{y}_3 - r_{33}x_3 - r_{34}x_4|^2 + |\tilde{y}_2 - r_{22}x_2 - r_{23}x_3 - r_{24}x_4|^2 \\ &\quad + |\tilde{y}_1 - r_{11}x_1 - r_{12}x_2 - r_{13}x_3 - r_{14}x_4|^2 \end{aligned} \quad (11.36)$$

令 C 表示一个信号星座。为了方便下面的讨论, 令 $\arg \min_M f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 表示从候选向量 (x_1, x_2, \dots, x_n) 中选择 M 个, 使得 $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 取到最小的 M 个值。参考式 (11.36), QRM-MLD 方法细分为以下四个步骤, 每一步对应一个符号。

步骤 1: 在 x_4 的 $|C|$ 个候选符号中 ($x_4 \in C$) 选择 M 个, 使得 $f_1(x_4) = |\tilde{y}_4 - r_{44}x_4|^2$ 取到最小的 M 个值。令 $\tilde{x}_{4,c,1}$ 表示这 M 个符号中的一个, $c = 1, 2, \dots, M$, 有

$$\{\tilde{x}_{4,c,1}\}_{c=1}^M = \arg \min_{x_4 \in C} f_1(x_4) \quad (11.37)$$

步骤 2: 在 $\{\tilde{x}_3, \tilde{x}_{4,c,1}\}_{c=1}^M$ 的 $M \times |C|$ 个候选向量中 ($x_3 \in C$) 选择 M 个使得 $f_2(x_3, \tilde{x}_{4,c,1}) = |\tilde{y}_4 - r_{44}\tilde{x}_{4,c,1}|^2 + |\tilde{y}_3 - r_{33}x_3 - r_{34}\tilde{x}_{4,c,1}|^2$ 取到最小的 M 个值, 其中 $\{\tilde{x}_{4,c,1}\}_{c=1}^M$ 已在步骤 1 中给定。令 $[\tilde{x}_{3,c,2}, \tilde{x}_{4,c,2}]$ 表示这 M 个选中的向量, 有

$$\{\tilde{x}_{3,c,2} \tilde{x}_{4,c,2}\}_{c=1}^M = \arg \min_{x_3 \in C, \{\tilde{x}_{4,c,1}\}_{c=1}^M} f_2(x_3, \tilde{x}_{4,c,1}) \quad (11.38)$$

步骤 3: 在 $\{\tilde{x}_2, \tilde{x}_{3,c,2}, \tilde{x}_{4,c,2}\}_{c=1}^M$ 的 $M \times |C|$ 个候选向量中 ($x_2 \in C$) 选择 M 个, 使得 $f_3(x_2, \tilde{x}_{3,c,2}, \tilde{x}_{4,c,2}) = |\tilde{y}_4 - r_{44}\tilde{x}_{4,c,2}|^2 + |\tilde{y}_3 - r_{33}\tilde{x}_{3,c,2} - r_{34}\tilde{x}_{4,c,2}|^2 + |\tilde{y}_2 - r_{22}x_2 - r_{23}\tilde{x}_{3,c,2} - r_{24}\tilde{x}_{4,c,2}|^2$ 取到最小的 M 个值。令 $[\tilde{x}_{2,c,3}, \tilde{x}_{3,c,3}, \tilde{x}_{4,c,3}]_{c=1}^M$ 表示这 M 个选中的向量, 有

$$\{\tilde{x}_{2,c,3} \tilde{x}_{3,c,3} \tilde{x}_{4,c,3}\}_{c=1}^M = \arg \min_{x_2 \in C, \{\tilde{x}_{3,c,2}, \tilde{x}_{4,c,2}\}_{c=1}^M} f_3(x_2, \tilde{x}_{3,c,2}, \tilde{x}_{4,c,2}) \quad (11.39)$$

步骤 4: 在 $\{x_1, \tilde{x}_{2,c,3}, \tilde{x}_{3,c,3}, \tilde{x}_{4,c,3}\}_{c=1}^M$ 的 $M \times |C|$ 个候选向量中 ($x_1 \in C$) 选择 M 个, 使得 $f_4(x_1, \tilde{x}_{2,c,3}, \tilde{x}_{3,c,3}, \tilde{x}_{4,c,3}) = |\tilde{y}_4 - r_{44}\tilde{x}_{4,c,3}|^2 + |\tilde{y}_3 - r_{33}\tilde{x}_{3,c,3} - r_{34}\tilde{x}_{4,c,3}|^2 + |\tilde{y}_1 - r_{11}x_1 - r_{12}\tilde{x}_{2,c,3} - r_{13}\tilde{x}_{3,c,3} - r_{14}\tilde{x}_{4,c,3}|^2$ 取到最小的 M 个值。令 $[\tilde{x}_{1,c,4}, \tilde{x}_{2,c,4}, \tilde{x}_{3,c,4}, \tilde{x}_{4,c,4}]_{c=1}^M$ 表示这 M 个选中的向量, 有

$$\{\tilde{x}_{1,c,4} \tilde{x}_{2,c,4} \tilde{x}_{3,c,4} \tilde{x}_{4,c,4}\}_{c=1}^M = \arg \min_{x_1 \in C, \{\tilde{x}_{2,c,3}, \tilde{x}_{3,c,3}, \tilde{x}_{4,c,3}\}_{c=1}^M} f_4(x_1, \tilde{x}_{2,c,3}, \tilde{x}_{3,c,3}, \tilde{x}_{4,c,3}) \quad (11.40)$$

在上述过程找到的 M 个候选向量中, 只有一个使得式 (11.36) 中的度量取到最小值, 因此在硬判决接收机中被选做最终的检测符号, 而其余的 $M-1$ 个向量将被丢弃。然而, 在软判决中保存并利用 $M \times |C|$ 个候选向量 $\{x_1 \in C, \tilde{x}_{2,c,3}, \tilde{x}_{3,c,3}, \tilde{x}_{4,c,3}\}_{c=1}^M$ 及其度量值。在 11.7.4 节中将广泛使用软判决方法。

QRM-MLD 的性能取决于参数 M 。当 M 增大时, QRM-MLD 的性能接近 ML, 但这是以牺牲复杂度为代价的。运行程序 11.11 (“QRM_MLD_detector”) 可以实现 QRM-MLD 方法。图 11.7 显示了 $M = 4, 16$ 时 QRM-MLD 的性能。当 $M = 16$ 时, QRM-MLD 达到了与 SD 相同的性能, 相当于 ML 的性能。当 $M = 4$ 时, QRM-MLD 的性能下降, 优点是降低了复杂度。这意味着只有 M 足够大才能保证 QRM-MLD 取得最佳的性能。SD 的复杂度取决于 SNR、信道条件数和初始半径的计算方法。然而, 对于给定的 M , 即使不考虑 SNR 和信道条件数的影响, QRM-MLD 的复杂度也是固定的, 这使得其硬件实现更简单。

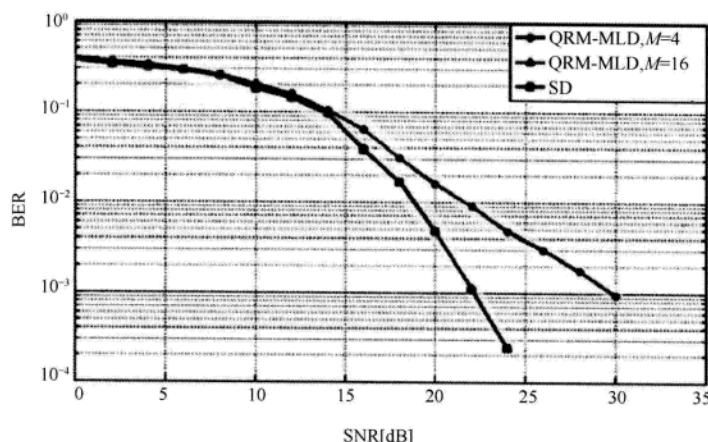


图 11.7 SD 与 QRM-MLD 的性能比较

MATLAB 程序: QRM-MLD 方法

程序 11.11 “QRM_MLD_detector”

```

function [X_hat] = QRM_MLD_detector(Y,H)
% 输入参数:
%     Y : NR×1 接收信号
%     H : NT×NT 信道矩阵
% 输出参数:
%     X_hat : NT×1 估计信号
global NT; % 发射天线数
global M; % M 算法中的参数 M
QAM_table = [-3-3j, -3-j, -3+3j, -3+j, ...
              -1-3j, -1-j, -1+3j, -1+j, ...
              3-3j, 3-j, 3+3j, 3+j, ...
              1-3j, 1-j, 1+3j, 1+j]/sqrt(10); % 16-QAM
[Q R] = qr(H); % QR 分解
Y_tilde = Q'*Y;
symbol_replica = zeros(NT,M,NT); % QAM 星座编号
for stage = 1 : NT

```

```

symbol_replica = stage_processing1(symbol_replica,stage);
end
X_hat = QAM_table(symbol_replica(:,1));

```

程序 11.12 “stage_processing1”

```

function[symbol_replica] = stage_processing1(symbol_replica,stage)
% 输入参数:
% symbol_replica : M 个候选向量
% stage : 阶段号
% 输出参数:
% symbol_replica : M 个候选向量
global NT; % 发射天线数
global M; % M 算法参数
if stage == 1
    m = 1;
else
    m = M;
end
symbol_replica_norm = calculate_norm(symbol_replica,stage);
% 按范数值排序, 数据为矩阵形式
[symbol_replica_norm_sorted, symbol_replica_sorted] = ...
    sort_matrix(symbol_replica_norm);
symbol_replica_norm_sorted = symbol_replica_norm_sorted(1:M);
symbol_replica_sorted = symbol_replica_sorted(:,[1:M]);
if stage >= 2
    for i = 1 : m
        symbol_replica_sorted([2:stage],i) = ...
            symbol_replica([1:stage-1],symbol_replica_sorted(2,i),(NT+2)-stage);
    end
end
if stage == 1 % 在阶段 1, symbol_replica_sorted 的大小是 2×M,
    % 第二行没有必要
    symbol_replica([1:stage],:(NT+1)-stage) = symbol_replica_sorted(1,:);
else
    symbol_replica([1:stage],:(NT+1)-stage) = symbol_replica_sorted;
end

```

程序 11.13 “calculate_norm”

```

function [symbol_replica_norm] = calculate_norm(symbol_replica,stage)
% 输入参数:
% symbol_replica : M 个候选向量
% stage : 阶段号
% 输出参数:
% symbol_replica_norm : M 个候选向量的范数值
global QAM_table R Y_tilde NT M;
% [Q,R]=qr(H), Y_tilde=Q' *Y

```

```
% NT=发射天线数, M=M-算法参数
if stage == 1
    m = 1;
else
    m = M;
end
stage_index = (NT+1)-stage;
for i = 1 : m
    X_temp = zeros(NT,1);
    for a = NT : -1 : (NT+2)-stage
        X_temp(a) = QAM_table(symbol_replica((NT+1)-a,i,stage_index+1));
    end
    % 重新排序
    X_temp([(NT+2)-stage:(NT)]) = wrev(X_temp([(NT+2)-stage:(NT)]));
    % stage Y_tilde 用于当前阶段
    Y_tilde_now = Y_tilde([(NT+1)-stage:(NT)]);
    % R 用于当前阶段
    R_now = R([(NT+1)-stage:(NT)],[(NT+1)-stage:(NT)]);
    for k = 1 : length(QAM_table)      % 范数计算
        % 能够使用前一个阶段的范数值
        % 但是重新计算是为了简化 MATLAB 代码
        X_temp(stage_index) = QAM_table(k);
        X_now = X_temp([(NT+1)-stage:(NT)]);
        symbol_replica_norm(i,k) = norm(Y_tilde_now - R_now*X_now)^2;
    end
end
```

程序 11.14 “sort_matrix”

```
function [entry_sorted,entry_index_sorted] = sort_matrix(matrix)
% 输入参数:
%           matrix : 待排序的矩阵
% 输出参数:
%           entry_sorted : 升序排列的范数
%           entry_index_sorted : 排好序的 QAM 编号
[Nrow, Ncol] = size(matrix);
flag = 0;    % flag = 1 -> 找到最小的范数
matrix_T = matrix.';
vector = matrix_T(:,1);    % 矩阵 -> 向量形式
entry_index_sorted = [];
for m = 1 : Nrow*Ncol
    entry_min = min(vector);
    flag = 0;
    for i = 1 : Nrow
        if flag == 1
            break;
        end
```

```

for k = 1 : Ncol
    if flag ==1
        break;
    end
    entry_temp = matrix(i,k);
    if entry_min == entry_temp
        entry_index_sorted = [entry_index_sorted [k; i]];
        entry_sorted(m) = entry_temp;
        vector((i-1)*Ncol+k) = 10000000;
        flag = 1;
    end
end
end

```

11.6 格基规约辅助检测

总的来说, 线性检测方法和 OSIC 方法在线性滤波的过程中可能会增强噪声, 从而降低性能。当信道矩阵的条件数较大时, 这种噪声增强更加严重。格基规约方法对减少信道矩阵的条件数非常有用^[239, 240]。图 11.8 显示了两个不同的基向量集, 在两根发射天线的情况下它们张成了相同的空间。每个向量对应信道矩阵中的一列。

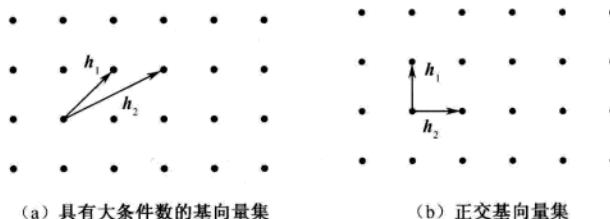


图 11.8 张成相同空间的两个基向量集

图 11.8 (a) 中的基向量集的条件数比图 11.8 (b) 的大。在线性和 OSIC 检测方法中, 条件数小的基向量集会削弱噪声的增强。如图 11.8 (b) 所示, 当基向量正交时, 在线性滤波的过程中根本没有噪声增强。在这种情况下, ZF 线性检测能够达到与 ML 或 SD 相同的差错性能。在 10.3.1 节中, Alamouti 解码简单归功于其虚拟信道矩阵由正交列向量组成。

使用 QR 分解 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$, 式 (11.22) 中的系统可以表示为

$$\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{z}} = \mathbf{Q}\mathbf{R}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{z}} \quad (11.41)$$

两边同乘 \mathbf{Q}^H , 有

$$\tilde{\bar{\mathbf{y}}} = \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{R}\bar{\mathbf{x}} + \tilde{\bar{\mathbf{z}}} \quad (11.42)$$

其中, $\tilde{\bar{\mathbf{z}}} = \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{z}}$ 。由于 \mathbf{Q} 是酉矩阵, 所以噪声分量的统计特性不变, 即 $\tilde{\bar{\mathbf{z}}}$ 和 $\bar{\mathbf{z}}$ 有相同的统计特性, 而且 $\bar{\mathbf{H}}$ 和 \mathbf{R} 具有相同的条件数。酉矩阵 \mathbf{Q} 满足 $\|\mathbf{Q}\mathbf{R}\|_2 = \|\mathbf{R}\mathbf{Q}\|_2 = \|\mathbf{R}\|_2$, 其中 $\|\cdot\|_2$ 表示由矩阵

引导的范数¹，因此 $\bar{\mathbf{H}}$ 和 \mathbf{R} 的条件数相等，即 $k_2(\bar{\mathbf{H}}) = \|\bar{\mathbf{H}}\| \|\bar{\mathbf{H}}^{-1}\| = \|\mathbf{Q}\mathbf{R}\| \|\mathbf{R}^{-1}\mathbf{Q}^H\| = \|\mathbf{R}\| \|\mathbf{R}^{-1}\| = k_2(\mathbf{R})$ 。格基规约不一定需要 QR 分解，但是因为具有三角矩阵形式，所以更容易实现。下面将介绍如何通过格基规约技术减少一个三角矩阵的条件数。

11.6.1 LLL 算法

可以使用 Lenstra-Lenstra-Lovasz (LLL) 算法减少三角矩阵的条件数^[239, 240]。目标是建立一个比式(11.41)条件更好的系统方程。这里以 4×4 矩阵 $\mathbf{R} = [\mathbf{r}_1 \mathbf{r}_2 \mathbf{r}_3 \mathbf{r}_4]$ 为例来说明 LLL 算法，其中 $\{\mathbf{r}_i\}_{i=1}^4$ 是 \mathbf{R} 的第 i 个列向量。令 $r_{j,i}$ 表示矩阵 \mathbf{R} 的第 (j, i) 个数据。考虑另外一个 4×4 矩阵 $\mathbf{T} = [\mathbf{t}_1 \mathbf{t}_2 \mathbf{t}_3 \mathbf{t}_4]$ ，其中 $\{\mathbf{t}_i\}_{i=1}^4$ 表示 \mathbf{T} 的第 i 个列向量。在初始化时，设置 \mathbf{T} 为单位矩阵（即 $\mathbf{T} = \mathbf{I}_{4 \times 4}$ ）。使用此算法实现对 $N \times N$ 矩阵的格基规约需要 $N-1$ 步。在 4×4 矩阵的例子中，遵循如下所示的三个步骤，每一步依次减小 \mathbf{R} 的第二、第三和第四个列向量的长度。

步骤 1 (减小第二个列向量 \mathbf{r}_2 的长度)，定义 $\mu_{1,2}$ 为

$$\mu_{1,2} = \left\lfloor \frac{r_{1,2}}{r_{1,1}} \right\rfloor \quad (11.43)$$

其中， $\lfloor x \rfloor$ 表示最接近 x 的整数。使用式 (11.43) 中的 $\mu_{1,2}$ 将矩阵 \mathbf{R} 和 \mathbf{T} 的第二个列向量修改为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_2 &\leftarrow \mathbf{r}_2 - \mu_{1,2} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{t}_2 &\leftarrow \mathbf{t}_2 - \mu_{1,2} \mathbf{t}_1 \end{aligned} \quad (11.44)$$

如果 $\mu_{1,2} = 0$ ，那么跳过上述两项修改。如果修改后的矩阵 \mathbf{R} 不满足以下条件：

$$\delta r_{1,1}^2 \leq r_{1,2}^2 + r_{2,2}^2 \quad (11.45)$$

其中 $1/4 < \delta \leq 1$ ，那么交换 \mathbf{R} 和 \mathbf{T} 的前两个列向量：

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &\leftarrow [\mathbf{r}_2 \mathbf{r}_1 \mathbf{r}_3 \mathbf{r}_4] \\ \mathbf{T} &\leftarrow [\mathbf{t}_2 \mathbf{t}_1 \mathbf{t}_3 \mathbf{t}_4] \end{aligned} \quad (11.46)$$

更新后的 \mathbf{R} 不是上三角矩阵，所以需要使用下面的 Givens 旋转使它仍是上三角矩阵：

$$\mathbf{R} \leftarrow \Theta_1 \mathbf{R} \quad (11.47)$$

$$\mathbf{Q} \leftarrow \mathbf{Q} \Theta_1^T \quad (11.48)$$

其中， Θ_1 是一个正交旋转矩阵，定义为

$$\Theta_1 = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ -\beta_1 & \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11.49)$$

其中， α_1 和 β_1 为

$$\alpha_1 = \frac{r_{1,1}}{\sqrt{r_{1,1}^2 + r_{2,1}^2}}, \quad \beta_1 = \frac{r_{2,1}}{\sqrt{r_{1,1}^2 + r_{2,1}^2}} \quad (11.50)$$

然后回到步骤 1 并重复相同的过程，直到满足式 (11.45) 中的条件。一旦满足式 (11.45) 中

¹ 对于矩阵 $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$ ，由矩阵引导的范数定义为 $\|A\|_2 = \arg \max_x \frac{\|Ax\|_2}{\|x\|_2}$ 。

的条件, 就可以跳过式 (11.47) 和式 (11.48) 进入步骤 2。

步骤 2 (减小第三个列向量 r_3 的长度), 定义 $\mu_{2,3}$ 为

$$\mu_{2,3} = \begin{pmatrix} r_{2,3} \\ r_{2,2} \end{pmatrix} \quad (11.51)$$

使用式 (11.51) 中的 $\mu_{2,3}$ 将 \mathbf{R} 和 \mathbf{T} 的第三个列向量修改为

$$\begin{aligned} r_3 &\leftarrow r_3 - \mu_{2,3} r_2 \\ t_3 &\leftarrow t_3 - \mu_{2,3} t_2 \end{aligned} \quad (11.52)$$

定义 $\mu_{1,3}$ 为

$$\mu_{1,3} = \begin{pmatrix} r_{1,3} \\ r_{1,1} \end{pmatrix} \quad (11.53)$$

使用 $\mu_{1,3}$ 再次修改 \mathbf{R} 和 \mathbf{T} 的第三个列向量为

$$\begin{aligned} r_3 &\leftarrow r_3 - \mu_{1,3} r_1 \\ t_3 &\leftarrow t_3 - \mu_{1,3} t_1 \end{aligned} \quad (11.54)$$

注意, 首先进行 $\mu_{2,3}$ 的计算和式 (11.52) 中的规约, 然后进行 $\mu_{1,3}$ 的计算和式 (11.54) 中的规约。然后, 检查下面的条件, 决定是否需要对第二个列向量和第三个列向量进行交换:

$$\delta r_{2,2}^2 \leq r_{2,3}^2 + r_{3,3}^2 \quad (11.55)$$

换句话说, 如果式 (11.54) 中修改后的矩阵 \mathbf{R} 不满足式 (11.55), 那么 \mathbf{R} 和 \mathbf{T} 的第二个和第三个列向量交换为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &\leftarrow [r_1 \ r_3 \ r_2 \ r_4] \\ \mathbf{T} &\leftarrow [t_1 \ t_3 \ t_2 \ t_4] \end{aligned} \quad (11.56)$$

以上更新后的矩阵 \mathbf{R} 不再是上三角矩阵, 需要使用下面的 Givens 旋转将其转换为上三角矩阵:

$$\mathbf{R} \leftarrow \Theta_2 \mathbf{R} \quad (11.57)$$

$$\mathbf{Q} \leftarrow \mathbf{Q} \Theta_2^T \quad (11.58)$$

其中, Θ_2 是一个正交旋转矩阵, 定义为

$$\Theta_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & \beta_2 & 0 \\ 0 & -\beta_2 & \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11.59)$$

其中, α_2 和 β_2 为

$$\alpha_2 = \frac{r_{2,2}}{\sqrt{r_{2,2}^2 + r_{3,2}^2}}, \quad \beta_2 = \frac{r_{3,2}}{\sqrt{r_{2,2}^2 + r_{3,2}^2}} \quad (11.60)$$

注意, 第二列的长度是在步骤 1 中减少的。当不满足式 (11.55) 时交换第二列和第三列, 此时需要减少新的第二个列向量的长度。因此, 回到步骤 1, 重复相同的过程, 直到满足式 (11.55)。一旦满足式 (11.55), 就可以进入步骤 3。在这个例子中, 假设满足上述条件, 因此不需要交换列向量。

步骤 3 (减小第四个列向量 r_4 的长度), 定义 $\mu_{3,4}$ 为

$$\mu_{3,4} = \left\langle \frac{r_{3,4}}{r_{3,3}} \right\rangle \quad (11.61)$$

使用 $\mu_{3,4}$ 将 \mathbf{R} 和 \mathbf{T} 的第四个列向量修改为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_4 &\leftarrow \mathbf{r}_4 - \mu_{3,4} \mathbf{r}_3 \\ \mathbf{t}_4 &\leftarrow \mathbf{t}_4 - \mu_{3,4} \mathbf{t}_3 \end{aligned} \quad (11.62)$$

定义 $\mu_{2,4}$ 为

$$\mu_{2,4} = \left\langle \frac{r_{2,4}}{r_{2,2}} \right\rangle \quad (11.63)$$

注意, 上式中的 $r_{2,4}$ 已经在式 (11.62) 中被修改了。使用上式中的 $\mu_{2,4}$, \mathbf{R} 和 \mathbf{T} 的第四个列向量再次被修改为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_4 &\leftarrow \mathbf{r}_4 - \mu_{2,4} \mathbf{r}_2 \\ \mathbf{t}_4 &\leftarrow \mathbf{t}_4 - \mu_{2,4} \mathbf{t}_2 \end{aligned} \quad (11.64)$$

最后, 定义 $\mu_{1,4}$ 为

$$\mu_{1,4} = \left\langle \frac{r_{1,4}}{r_{1,1}} \right\rangle \quad (11.65)$$

利用 $\mu_{1,4}$ 来修改第四个列向量:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_4 &\leftarrow \mathbf{r}_4 - \mu_{1,4} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{t}_4 &\leftarrow \mathbf{t}_4 - \mu_{1,4} \mathbf{t}_1 \end{aligned} \quad (11.66)$$

然后检查是否满足下面的条件:

$$\delta r_{3,3}^2 \leq r_{3,4}^2 + r_{4,3}^2 \quad (11.67)$$

如果满足式 (11.67), 那么 LLL 格基规约过程完成。否则, 分别交换 \mathbf{R} 和 \mathbf{T} 中的两个列向量:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &\leftarrow [\mathbf{r}_1 \mathbf{r}_2 \mathbf{r}_4 \mathbf{r}_3] \\ \mathbf{T} &\leftarrow [\mathbf{t}_1 \mathbf{t}_2 \mathbf{t}_4 \mathbf{t}_3] \end{aligned} \quad (11.68)$$

通过下面的 Givens 旋转将矩阵 \mathbf{R} 转换成一个上三角矩阵:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &\leftarrow \Theta_3 \mathbf{R} \\ \mathbf{Q} &\leftarrow \mathbf{Q} \Theta_3^T \end{aligned} \quad (11.69)$$

其中, Θ_3 是正交旋转矩阵, 定义为

$$\Theta_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 & \beta_3 \\ 0 & 0 & -\beta_3 & \alpha_3 \end{bmatrix} \quad (11.70)$$

其中, α_3 和 β_3 定义为

$$\alpha_3 = \frac{r_{3,3}}{\sqrt{r_{3,3}^2 + r_{4,3}^2}}, \beta_3 = \frac{r_{4,3}}{\sqrt{r_{3,3}^2 + r_{4,3}^2}} \quad (11.71)$$

在没有满足式 (11.67) 的情况下, 交换第三列和第四列, 此时需要进一步减小新的第三个列向量的长度。因此, 回到步骤 2, 重复相同的过程, 直到满足式 (11.67)。

在上述过程中, 以 \mathbf{R} 、 \mathbf{Q} 和 $\mathbf{T} = \mathbf{I}$ 作为输入开始 LLL 算法。通过 LLL 算法将这些矩阵修改为一组新的矩阵 \mathbf{Q}_{LLL} 、 \mathbf{R}_{LLL} 和 \mathbf{T}_{LLL} 。注意 \mathbf{R}_{LLL} 的条件数小于或等于 \mathbf{R} 的条件数。使用新的矩阵,

式 (11.41) 可以重新写为

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{y}} &= \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{z}} \\ &= \mathbf{Q}\mathbf{R}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{z}} \\ &= \mathbf{Q}_{\text{LLL}}\mathbf{R}_{\text{LLL}}\mathbf{T}_{\text{LLL}}^{-1}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{z}}\end{aligned}\quad (11.72)$$

其中, $\mathbf{T}_{\text{LLL}}^{-1}$ 用来恢复修改的 \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} 。注意 \mathbf{Q}_{LLL} 仍然是正交矩阵。

11.6.2 格基规约的应用

格基规约可以与各种信号检测方法相结合。如果将 11.1 节中的线性信号检测方法与格基规约结合, 那么可以消除噪声的增强, 特别是当初始条件数太大时。如果对 11.4 节中的 SD 应用格基规约, 那么最初的猜测很可能是 ML 解, 从而可以提供一个更小的球体半径。本节考虑线性 MMSE 检测下的格基规约。

在式 (11.72) 两边同乘 $\mathbf{Q}_{\text{LLL}}^H$ 得:

$$\mathbf{Q}_{\text{LLL}}^H \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{R}_{\text{LLL}} \mathbf{T}_{\text{LLL}}^{-1} \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{Q}_{\text{LLL}}^H \bar{\mathbf{z}} \quad (11.73)$$

令 $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}_{\text{LLL}}^H \bar{\mathbf{y}}$, $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{T}_{\text{LLL}}^{-1} \bar{\mathbf{x}}$, $\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{Q}_{\text{LLL}}^H \bar{\mathbf{z}}$, 那么式 (11.73) 可以表示成

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{R}_{\text{LLL}} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}} \quad (11.74)$$

该系统有望是良态的¹。假设对上述良态系统应用线性 MMSE 信号检测技术得到 $\tilde{\mathbf{x}}$ 的估计, 记为 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}}$, 即

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}} = \left(\mathbf{R}_{\text{LLL}}^H \mathbf{R}_{\text{LLL}} + \sigma_z^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{R}_{\text{LLL}}^H \tilde{\mathbf{y}} \quad (11.75)$$

$\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}}$ 是 $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{T}_{\text{LLL}}^{-1} \bar{\mathbf{x}}$ 的估计。因为矩阵 \mathbf{T}_{LLL} 的元素为整数, 而且它的行列式为 1, 所以 $\mathbf{T}_{\text{LLL}}^{-1}$ 的元素也是整数。如果式 (11.75) 中 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}}$ 的元素含有非整数部分, 那么可以对这些元素进行切片, 以使这些估计值由最接近的整数值组成。令 $\tilde{\mathbf{x}}_{\text{sliced}}$ 表示相应的切片值, 可以得到 $\bar{\mathbf{x}}$ 的估计:

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{T}_{\text{LLL}}^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_{\text{sliced}} \quad (11.76)$$

程序 11.15 (“LRAD_MMSE”) 用于实现使用 LLL 算法进行格基规约辅助的 MMSE 检测方法。运行程序 11.15 可以得到图 11.9。很显然, 格基规约极大地改善了线性 MMSE 信号检测方法的性能。

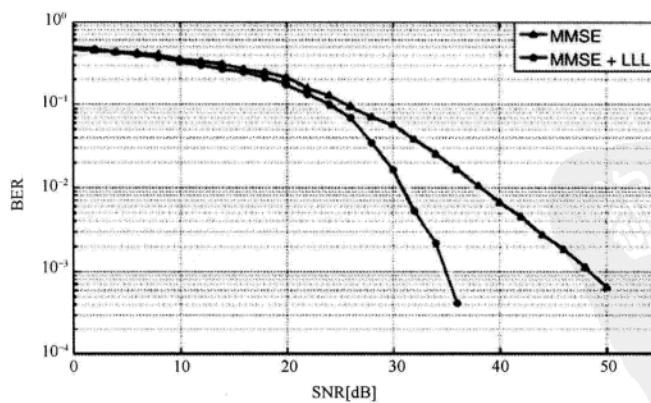


图 11.9 格基规约的性能改善: $N_{\text{Tx}}=N_{\text{Rx}}=4$

¹ 当系统矩阵的条件数较小时, 对应的系统被称为良态系统。

MATLAB 程序：格基规约辅助的 MMSE 检测

程序 11.15 “LRAD_MMSE”，格基规约辅助的 MMSE 检测

```

function [X_estimate] = LRAD_MMSE(H_complex,y,sigma2,delta)
% 格基规约辅助的 MMSE 检测
% 输入:
%   H_complex : Nr×Nt 复信道矩阵
%   y : Nr×1 复接收信号
%   sigma2 : 噪声方差
%   delta : 放缩变量
% 输出:
%   X_estimate : Nt×1 估计信号
Nt = 4;
Nr = 4;
N = 2*Nt;
% 复信道变为实信道
H_real = [[real(H_complex) -imag(H_complex)];...
           [imag(H_complex) real(H_complex)]];...
H = [H_real; sqrt(sigma2)*eye(N)];
y_real = [real(y); imag(y)]; % 复数 y -> 实数 y
y = [y_real;zeros(N,1)];
[Q,R,P,p] = SQRD(H); % 排序的 QR 分解
[W,L,T] = original_LLL(Q,R,N,delta); % W*L = Q*R*T
H_tilde = H*P*T; % H*P = Q*R
X_temp = inv(H_tilde'*H_tilde)*H_tilde'*y; % MMSE 检测
X_temp = round(X_temp); % 切片
X_temp = P*T*X_temp;
for i = 1 : Nr % 实数 -> 复数
    X_estimate(i) = X_temp(i)+j*X_temp(i+4);
end

```

程序 11.16 “original_LLL”

```

function [Q,R,T] = original_LLL(Q,R,m,delta)
% 输入:
%   Q : 正交矩阵, Nr×Nt
%   R : 大条件数的 R
%   m : H 的列数
%   delta : 放缩变量
% 输出:
%   Q : 正交矩阵, Nr×Nt
%   R : 小条件数的 R
%   T : 单模矩阵
P = eye(m);
T = P;
k = 2;
while (k<=m)

```

```

for j = k-1 : -1 : 1
    mu = round(R(j,k)/R(j,j));
    if mu ~= 0
        R(1:j,k) = R(1:j,k)-mu*R(1:j,j);
        T(:,k) = T(:,k)-mu*T(:,j);
    end
end
if (delta*R(k-1,k-1)^2 > R(k,k)^2+R(k-1,k)^2)      % 列变换
    R(:,[k-1 k]) = R(:,[k k-1]);
    T(:,[k-1 k]) = T(:,[k k-1]);
    % 计算 Givens 旋转矩阵, 以使 R(k,k-1) 为零
    alpha = R(k-1,k-1)/sqrt(R(k-1:k,k-1).'*R(k-1:k,k-1));
    beta = R(k,k-1)/sqrt(R(k-1:k,k-1).'*R(k-1:k,k-1));
    theta = [alpha beta; -beta alpha];
    R(k-1:k,k-1:m) = theta*R(k-1:k,k-1:m);
    Q(:,k-1:k) = Q(:,k-1:k)*theta.}';
    k = max([k-1 2]);
else
    k = k+1;
end
end

```

程序 11.17 “SQRD”

```

function [Q,R,P,p] = SQRD(H)
% 排序的 QR 分解
% 输入:
%     H : 复信道矩阵, Nr×Nt
% 输出:
%     Q : 正交矩阵, Nr×Nt
%     P : 置换矩阵
%     p : 排序信息
Nt = size(H,2);
Nr = size(H,1)-Nt;
R = zeros(Nt);
Q = H;
p = 1 : Nt;
for i = 1 : Nt
    normes(i) = Q(:,i)'*Q(:,i);
end
for i = 1 : Nt
    [mini,k_i] = min(normes(i:Nt));
    k_i = k_i+i-1;
    R(:,[i k_i]) = R(:,[k_i i]);
    p(:,[i k_i]) = p(:,[k_i i]);
    normes(:,[i k_i]) = normes(:,[k_i i]);
    Q(1:Nr+i-1,[i k_i]) = Q(1:Nr+i-1,[k_i i]);

```

```

% Wubben 算法: 不会得到扩展的 MMSE 信道矩阵的 QR 分解
% Q(Nr+1:Nr+Nt,:) 不是三角矩阵而是置换的三角矩阵
R(i,i) = sqrt(normes(i));
Q(:,i) = Q(:,i)/R(i,i);
for k = i+1 : Nt
    R(i,k) = Q(:,i)'*Q(:,k);
    Q(:,k) = Q(:,k)-R(i,k)*Q(:,i);
    normes(k) = normes(k)-R(i,k)*R(i,k)';
end
P = zeros(Nt);
for i = 1 : Nt
    P(p(i),i) = 1;
end

```

11.7 MIMO 系统的软判决

前面讨论的全部是硬判决检测技术。通过采用软判决，可以进一步提高检测技术的性能。如果使用软输入软输出信道解码器，那么信号检测器的输出必须由软判决值给出。本节介绍研究如何通过信号检测器产生软输出值。下面先简要回顾一下如何产生 SISO 系统的软输出值。

11.7.1 SISO 系统的 LLR

SISO 系统的收发信关系可以表示为

$$y = hx + z \quad (11.77)$$

其中， y 为接收信号， x 为发射信号， h 为复平坦衰落信道增益， z 为加性高斯白噪声。可以对接收信号进行简单的逆处理以检测出发射信号：

$$\tilde{x} = \frac{y}{h} = x + \frac{z}{h} = x + \tilde{z} \quad (11.78)$$

其中， $\tilde{z} = z/h$ 。如果 z 是均值为零、方差为 σ_z^2 的高斯随机变量，那么 \tilde{z} 也是一个高斯随机变量，即 $\tilde{z} \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2 \triangleq \sigma_z^2 / |h|^2)$ 。在已知发射符号 x 的条件下，接收符号 \tilde{x} 的条件 PDF 为

$$f_{\tilde{x}}(\tilde{x} | x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{|\tilde{x} - x|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (11.79)$$

下面以格雷编码 16-QAM 符号的软判决检测为例进行讨论。图 11.10 显示了两种不同的格雷编码 16-QAM 星座图。

令 S_l^+ 和 S_l^- 分别表示第 l 位为 1 和 0 的符号集。例如，在图 11.10 (a) 所示的 16-QAM 星座中， S_l^+ 和 S_l^- 分别如下：

$$\begin{aligned} S_l^+ &= \{-3 + 3j, -1 + 3j, 1 + 3j, 3 + 3j, -3 + j, -1 + j, 1 + j, 3 + j\} \\ S_l^- &= \{-3 - 3j, -1 - 3j, 1 - 3j, 3 - 3j, -3 - j, -1 - j, 1 - j, 3 - j\} \end{aligned} \quad (11.80)$$

第 l 位的对数似然比 (LLR) 或软输出值定义为

$$\text{LLR}(b_l) = \ln \frac{\sum_{x \in S_l^+} f_x(x|\tilde{x})}{\sum_{x \in S_l^-} f_x(x|\tilde{x})} = \ln \frac{\sum_{x \in S_l^+} f_{\tilde{x}}(\tilde{x}|x) p(x)/f_{\tilde{x}}(\tilde{x})}{\sum_{x \in S_l^-} f_{\tilde{x}}(\tilde{x}|x) p(x)/f_{\tilde{x}}(\tilde{x})} \quad (11.81)$$

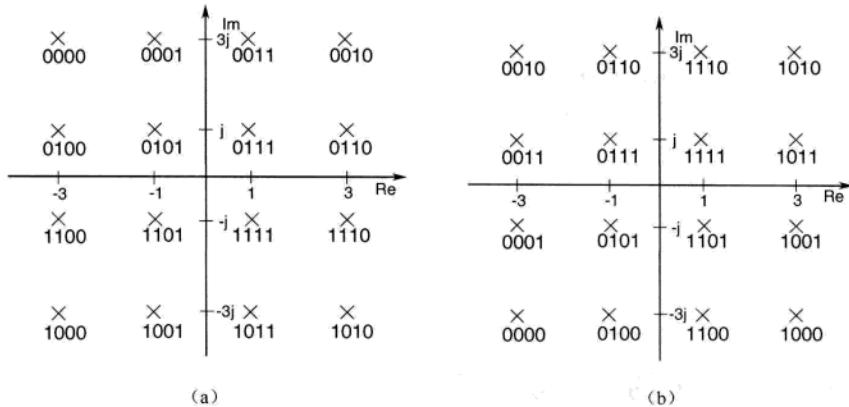


图 11.10 格雷编码 16-QAM 星座图

如果所有的符号等可能出现 (即 $p(x)$ 是一个常数), 那么式 (11.81) 可以近似为

$$\begin{aligned} \text{LLR}(b_l) &= \ln \frac{\sum_{x \in S_l^+} f_{\tilde{x}}(\tilde{x}|x)}{\sum_{x \in S_l^-} f_{\tilde{x}}(\tilde{x}|x)} \\ &\approx \ln \frac{\max_{x \in S_l^+} f_{\tilde{x}}(\tilde{x}|x)}{\max_{x \in S_l^-} f_{\tilde{x}}(\tilde{x}|x)} \\ &= \frac{1}{2\sigma^2} \left(\left| \tilde{x} - x_{l,\text{opt}}^- \right|^2 - \left| \tilde{x} - x_{l,\text{opt}}^+ \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (11.82)$$

其中, $x_{l,\text{opt}}^+$ 和 $x_{l,\text{opt}}^-$ 定义如下:

$$\begin{aligned} x_{l,\text{opt}}^+ &= \arg \min_{x \in S_l^+} |\tilde{x} - x|^2 \\ x_{l,\text{opt}}^- &= \arg \min_{x \in S_l^-} |\tilde{x} - x|^2 \end{aligned} \quad (11.83)$$

如果在一个编码块中 σ^2 是常数, 那么式 (11.82) 可以进一步简化为

$$\text{LLR}(b_l) \approx \left| \tilde{x} - x_{l,\text{opt}}^- \right|^2 - \left| \tilde{x} - x_{l,\text{opt}}^+ \right|^2 \quad (11.84)$$

σ^2 是常数表示复信道增益 h 在一个编码块中是恒定的。接下来, 以图 11.10 (a) 中的 16-QAM 星座为例给出 LLR 的计算值。图 11.11 显示对于任意给定的 $\tilde{x} = \tilde{x}_R + j\tilde{x}_I$, 计算每一比特位的 LLR 涉及两个距离。

给定 $\tilde{x} = \tilde{x}_R + j\tilde{x}_I$ 的位置, 假设 σ^2 在一个编码块中是常数, 那么式 (11.84) 中 4 个比特位的 LLR 分别如下:

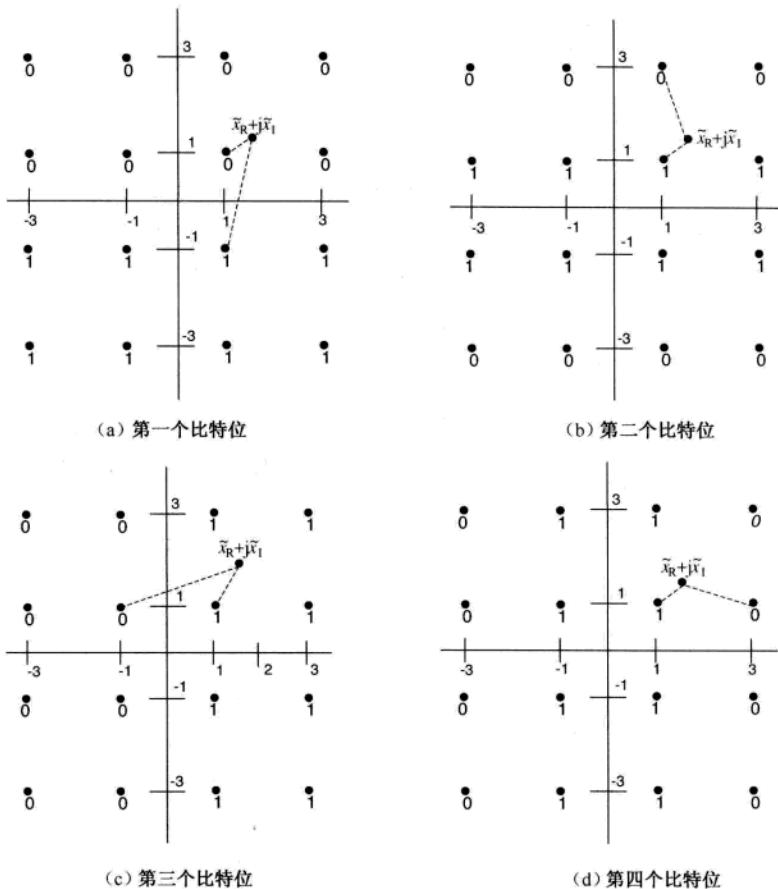


图 11.11 计算图 11.10 (a) 所示的 16-QAM 星座中每一比特位的 LLR

$$\text{LLR}(b_1) = \begin{cases} (\tilde{x}_1 - (3))^2 - (\tilde{x}_1 - (-1))^2 = -8\tilde{x}_1 + 8, & 2 \leq \tilde{x}_1 \\ (\tilde{x}_1 - (1))^2 - (\tilde{x}_1 - (-1))^2 = -4\tilde{x}_1, & 0 \leq \tilde{x}_1 < 2 \\ (\tilde{x}_1 - 1)^2 - (\tilde{x}_1 - (-1))^2 = -4\tilde{x}_1, & -2 \leq \tilde{x}_1 < 0 \\ (\tilde{x}_1 - 1)^2 - (\tilde{x}_1 - (-3))^2 = -8\tilde{x}_1 - 8, & \tilde{x}_1 < -2 \end{cases} \quad (11.85)$$

$$\text{LLR}(b_2) = \begin{cases} (\tilde{x}_1 - 3)^2 - (\tilde{x}_1 - 1)^2 = -4\tilde{x}_1 + 8, & 2 \leq \tilde{x}_1 \\ (\tilde{x}_1 - 3)^2 - (\tilde{x}_1 - 1)^2 = -4\tilde{x}_1 + 8, & 0 \leq \tilde{x}_1 < 2 \\ (\tilde{x}_1 - (-3))^2 - (\tilde{x}_1 - (-1))^2 = 4\tilde{x}_1 + 8, & -2 \leq \tilde{x}_1 < 0 \\ (\tilde{x}_1 - (-3))^2 - (\tilde{x}_1 - (-1))^2 = 4\tilde{x}_1 + 8 & \tilde{x}_1 < -2 \end{cases} \quad (11.86)$$

$$\text{LLR}(b_3) = \begin{cases} (\tilde{x}_R - (-1))^2 - (\tilde{x}_R - (3))^2 = 8\tilde{x}_R - 8, & 2 \leq \tilde{x}_R \\ (\tilde{x}_R - (-1))^2 - (\tilde{x}_R - (1))^2 = 4\tilde{x}_R, & 0 \leq \tilde{x}_R < 2 \\ (\tilde{x}_R - (-1))^2 - (\tilde{x}_R - 1)^2 = 4\tilde{x}_R, & -2 \leq \tilde{x}_R < 0 \\ (\tilde{x}_R - (-3))^2 - (\tilde{x}_R - 1)^2 = 8\tilde{x}_R + 8, & \tilde{x}_R < -2 \end{cases} \quad (11.87)$$

$$\text{LLR}(b_4) = \begin{cases} (\tilde{x}_R - 3)^2 - (\tilde{x}_R - 1)^2 = -4\tilde{x}_R + 8, & 2 \leq \tilde{x}_R \\ (\tilde{x}_R - 3)^2 - (\tilde{x}_R - 1)^2 = -4\tilde{x}_R + 8, & 0 \leq \tilde{x}_R < 2 \\ (\tilde{x}_R - (-3))^2 - (\tilde{x}_R - (-1))^2 = 4\tilde{x}_R + 8, & -2 \leq \tilde{x}_R < 0 \\ (\tilde{x}_R - (-3))^2 - (\tilde{x}_R - (-1))^2 = 4\tilde{x}_R + 8, & \tilde{x}_R < -2 \end{cases} \quad (11.88)$$

从式 (11.85) ~ 式 (11.88) 可以看出, 第一个比特位和第二个比特位的 LLR 取决于虚部 \tilde{x}_i , 而第三个比特位和第四个比特位的 LLR 取决于实部 \tilde{x}_R 。图 11.12 给出了图 11.10 (a) 中 16-QAM 星座的 4 个比特位的 LLR。

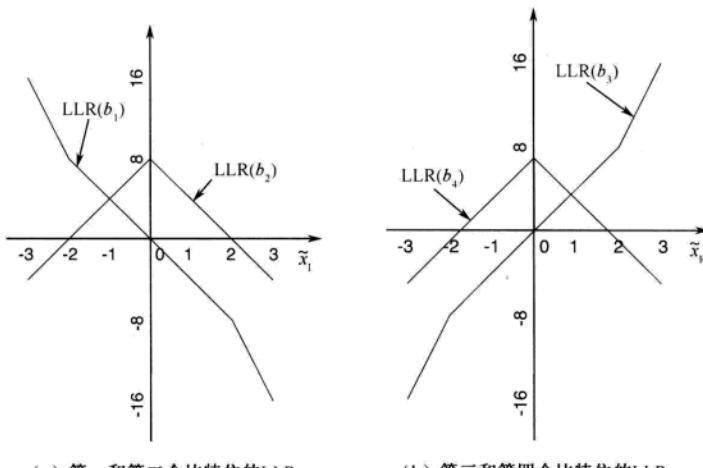


图 11.12 图 11.10 (a) 中 16-QAM 星座的 LLR

程序 11.18 (“soft_hard_SISO.m”) 用于比较硬判决检测和软判决检测的性能, 其中假定分组长度为 1200 比特, 采用码率为 1/2、约束长度为 7 的卷积编码, 其生成多项式为 [1 0 0 1 1 1 1] 和 [1 1 0 1 1 0 1]。编码后的数据序列映射成 600 个 16-QAM 符号, 每个符号服从独立的瑞利衰落。图 11.13 显示了硬判决检测和软判决检测的性能差异。很显然, 软判决检测在分组差错率 (PER) 方面比硬判决检测具有更明显的性能增益。

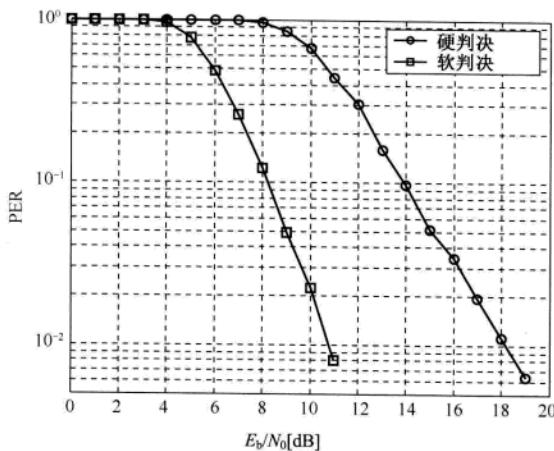


图 11.13 SISO 的分组差错性能：硬判决检测与软判决检测

MATLAB 程序：SISO 系统的软/硬判决检测的性能

程序 11.18 “soft_hard_SISO.m”，SISO 系统的软/硬判决检测

```
% soft_hard_SISO.m
clear all, close all
decision = 0; % 设定 0/1 表示硬/软判决
G = [1 0 1 1 0 1 1; 1 1 1 1 0 0 1];
K = 1;
N = 2;
Rc = K/N;
L_packet = 1200;
b = 4;
N_symbol = (L_packet*N+12)/b;
EbN0dBs = 0:19;
sq05 = sqrt(1/2);
for i = 1 : length(EbN0dBs)
    EbN0dB = EbN0dBs(i);
    nope = 0;
    for i_packet = 1 : 1e10
        bit_strm = randint(1,L_packet);
        coded_bits = convolution_encoder(bit_strm); % 2*(7-1)=12 尾比特
        symbol_strm = QAM16_mod(coded_bits); % 16-QAM 映射器
        h = sq05*(randn(1,N_symbol) + j*randn(1,N_symbol));
        faded_symbol = symbol_strm.*h; % 信道
        P_b = mean(abs(faded_symbol).^2)/b;
        noise_amp = sqrt(P_b/2*10^(-EbN0dB/10));
        faded_noisy_symbol = faded_symbol + noise_amp* ...
            (randn(1,N_symbol) + j*randn(1,N_symbol)); % 噪声
        channel_compensated = faded_noisy_symbol./h;
        if decision == 0
            if abs(channel_compensated) > 0.5
                nope = nope + 1;
            end
        else
            if abs(channel_compensated) > 0.5
                nope = nope + 1;
            end
        end
    end
    if nope > 1000
        break;
    end
end
EbN0dBs = EbN0dBs(1:i);
nope = nope/(1e10);
PER = nope;
figure(1)
loglog(EbN0dBs, PER);
title('SISO 的分组差错性能');
x_label('Eb/N0[dB]');
y_label('PER');
```

```

if decision == 0
    sliced_symbol = QAM16_slicer(channel_compensated);
    hard_bits = QAM16_demapper(sliced_symbol);
    Viterbi_init;
    bit_strm_hat = Viterbi_decode(hard_bits);
else
    soft_bits = soft_decision_sigma(channel_compensated,h);
    Viterbi_init;
    bit_strm_hat = Viterbi_decode_soft(soft_bits);
end
bit_strm_hat = bit_strm_hat(1:L_packet);
nope = nope+(sum(bit_strm~=bit_strm_hat)>0);      % 误包数
if nope > 50
    break;
end
end
PER(i) = nope/i_packet;
if PER(i) < 1e-2
    break;
end
end
semilogy(EbN0dBs,PER,'k-o')
xlabel('Eb/N0[dB]')
ylabel('PER'),grid on
set(gca,'xlim',[0 EbN0dBs(end)],'ylim',[1e-3 1])

```

```

function coded_bits = convolution_encoder(in_bits)
% 对二进制数的卷积编码
% 约束长度 K=7 (Memory size=6 => State=64)
ConvCodeGenPoly = [1 0 1 1 0 1 1 ; 1 1 1 1 0 0 1 ];
Nrow = size(ConvCodeGenPoly, 1);
Nbts = size(ConvCodeGenPoly,2)+length(in_bits)-1;
uncoded_bits = zeros(Nrow, Nbts);
for row = 1 : Nrow
    uncoded_bits(row,1:Nbts) = rem(conv(in_bits, ConvCodeGenPoly(row,:)),2);
end
coded_bits = uncoded_bits;

```

```

function [s] = QAM16_demapper(qam16,N)
if nargin<2
    N = length(qam16);
end
QAM_table = [-3+3i, -1+3i, 3+3i, 1+3i, ...
              -3+i, -1+i, 3+i, 1+i, ...
              -3-3i, -1-3i, 3-3i, 1-3i, ...
              -3-i, -1-i, 3-i, 1-i]/sqrt(10);
temp = [];
for n = 0 : N-1

```

```

temp = [temp dec2bin(find(QAM_table==qam16(n+1))-1,4)];
end
for n = 1 : length(temp)
    s(n) = bin2dec(temp(n));
end
function Viterbi_init
% 约束长度 K=7 (Memory size=6 => State=64)
ConvCodeGenPoly=[1 0 1 1 0 1 1 ; 1 1 1 1 0 0 1];
global prev_state;
global prev_state_outbits;
prev_state = zeros(64, 2);
prev_state_outbits = zeros(64, 2, 2);
for state = 0 : 63
    % 1 1 0 0 0 0 (48)
    state_bits = (fliplr(kron(dec2bin(state,6),1))~-48);
    input_bit = state_bits(1);
    for transition = 0 : 1
        prev_state_bits = [state_bits(2:6) transition];
        prev_state(state+1, transition+1) = base2dec(fliplr(prev_state_bits)+48,2);
        prev_state_outbits(state+1, transition+1, 1) = ...
            2*(rem(sum(ConvCodeGenPoly(1,:).*...
            [input_bit prev_state_bits]),2)) - 1;
        prev_state_outbits(state+1, transition+1, 2) = ...
            2*(rem(sum(ConvCodeGenPoly(2,:).*...
            [input_bit prev_state_bits]),2)) - 1;
    end
end
function out_bits = Viterbi_decode(rx_bits)
global prev_state;
global prev_state_outbits;
rx_bits = 2*rx_bits - 1; % 路径参数
cum_metrics = -1e6*ones(64, 1);
cum_metrics(1) = 0;
tmp_cum_metrics = zeros(64,1);
max_paths = zeros(64, length(rx_bits)/2);
out_bits = zeros(1, length(rx_bits)/2);
for data_bit = 1 : 2 : length(rx_bits)
    for state = 1 : 64
        tmp_max_cum_metric = -1e7;
        path_metric1 = prev_state_outbits(state, 1, 1)*rx_bits(data_bit) + ...
            prev_state_outbits(state, 1, 2)*rx_bits(data_bit+1);
        path_metric2 = prev_state_outbits(state, 2, 1)*rx_bits(data_bit) + ...
            prev_state_outbits(state, 2, 2)*rx_bits(data_bit+1);
        if cum_metrics(prev_state(state, 1)+1) + path_metric1 > ...
            cum_metrics(prev_state(state, 2)+1) + path_metric2
            cum_metrics(prev_state(state, 2)+1) + path_metric2
            tmp_cum_metrics(state) = cum_metrics(prev_state(state, 1)+1) + path_metric1;
        end
    end
end

```

```

        max_paths(state, (data_bit+1)/2) = 0;
    else
        tmp_cum_metrics(state) = cum_metrics(prev_state(state, 2)+1) + path_metric2;
        max_paths(state, (data_bit+1)/2) = 1;
    end
end
for state = 1 : 64
    cum_metrics(state) = tmp_cum_metrics(state);
end
end
% 回溯
state = 0;
for data_bit = length(rx_bits)/2 : -1 : 1
    bit_estimate = rem(state,2);
    out_bits(data_bit) = bit_estimate;
    state = prev_state(state+1, max_paths(state+1, data_bit)+1);
end

```

```

function out_bits = Viterbi_decode_soft(rx_bits)
global prev_state;
global prev_state_outbits;
cum_metrics = -1e6*ones(64, 1);
cum_metrics(1) = 0;
tmp_cum_metrics = zeros(64,1);
max_paths = zeros(64, length(rx_bits)/2);
out_bits = zeros(1, length(rx_bits)/2);
for data_bit = 1 : 2 : length(rx_bits)
    for state = 1 : 64
        tmp_max_cum_metric = -1e7;
        path_metric1 = prev_state_outbits(state, 1, 1)*rx_bits(data_bit) + ...
                      prev_state_outbits(state, 1, 2)*rx_bits(data_bit+1);
        path_metric2 = prev_state_outbits(state, 2, 1)*rx_bits(data_bit) + ...
                      prev_state_outbits(state, 2, 2)*rx_bits(data_bit+1);
        if cum_metrics(prev_state(state, 1)+1) + path_metric1 > ...
           cum_metrics(prev_state(state, 2)+1) + path_metric2
            cum_metrics(prev_state(state, 2)+1) + path_metric2;
            tmp_cum_metrics(state) = cum_metrics(prev_state(state, 1)+1) + path_metric1;
            max_paths(state, (data_bit+1)/2) = 0;
        else
            tmp_cum_metrics(state) = cum_metrics(prev_state(state, 2)+1) + path_metric2;
            max_paths(state, (data_bit+1)/2) = 1;
        end
    end
    for state = 1 : 64
        cum_metrics(state) = tmp_cum_metrics(state);
    end
end
% trace back

```

```

state = 0;
for data_bit = length(rx_bits)/2:-1:1
    bit_estimate = rem(state,2);
    out_bits(data_bit) = bit_estimate;
    state = prev_state(state+1, max_paths(state+1, data_bit)+1);
end

```

程序 11.19 “soft_decision_sigma”, SISO 系统软维特比编码

```

function [x4_soft] = soft_decision_sigma(x,h)
x = x(:,1);
xr = real(x);
xi = imag(x);
X = [xr; 2-abs(xr); xi; 2-abs(xi)];
H = repmat(abs(h(:)).', 4, 1);
XH = X.*H;
x4_soft = XH(:,1);

```

11.7.2 基于线性解码 MIMO 系统的 LLR

11.1 节中的线性信号检测从其他符号中分离每一个 $\{x_i\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$ 。一旦将它们分离，计算每一符号的比特级 LLR 就会与 SISO 系统类似。例如，考虑 2×2 MIMO 系统：

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_1 x_1 + \mathbf{h}_2 x_2 + \mathbf{z} \quad (11.89)$$

对接收信号向量应用线性检测，如线性 MMSE 或 ZF 检测。令 $\{\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}}\}_{i=1}^2$ 表示式 (11.7) 中 MMSE 加权矩阵的第 i 个行向量。 $\{x_i\}_{i=1}^2$ 的 MMSE 检测器的输出为

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{i,\text{MMSE}} &= \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{y} \\ &= \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{h}_1 x_1 + \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{h}_2 x_2 + \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{z} \\ &= \rho_i x_i + I_j + \tilde{z} \quad j \neq i \end{aligned} \quad (11.90)$$

其中， $\rho_i = \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{h}_i$ ， $I_j = \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{h}_j x_j$ ， $\tilde{z} = \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{z}$ 。从 $\tilde{x}_{i,\text{MMSE}}$ 的角度来看， $\rho_i x_i$ 对应信号分量， $I_j = \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{h}_j x_j$ 对应干扰分量， $\tilde{z} = \mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{z}$ 对应噪声分量。假设三者统计独立，则 x_i 检测后的 SINR 为

$$\text{SINR}_i = \frac{E\{\rho_i^2 x_i^2\}}{E\{I_j^2\} + E\{\tilde{z}^2\}} = \frac{|\rho_i|^2 E_x}{|\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{h}_j|^2 E_x + \|\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}}\|^2 \sigma_z^2}, \quad j \neq i \quad (11.91)$$

如果式 (11.90) 中的干扰和噪声分量是独立和高斯分布的，那么可以用一个均值为零、方差为 $\sigma_i^2 = \|\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}} \mathbf{h}_j\|^2 E_x + \|\mathbf{w}_{i,\text{MMSE}}\|^2 \sigma_z^2$ 的高斯随机变量近似 $I_j + \tilde{z}$ 。因此可以得到下面的条件 PDF：

$$f_{\tilde{x}}(\tilde{x}_{i,\text{MMSE}} | x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \exp\left(-\frac{|\tilde{x}_{i,\text{MMSE}} - \rho_i x_i|^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (11.92)$$

当信噪比升高时， ρ_i 接近于 1。令 $S_{i,i}^+$ 和 $S_{i,i}^-$ 分别表示第 i 个符号的第 l 位取值为 1 和 0 的向量集。在高信噪比情况下使用式 (11.92)， x_i 的第 l 位的 LLR 可以表示为

$$\begin{aligned}
 \text{LLR} (b_{l,i}) &= \ln \frac{\sum_{x \in S_{l,j}^+} f_{\tilde{x}} (\tilde{x}_{i,\text{MMSE}} | x)}{\sum_{x \in S_{l,j}^-} f_{\tilde{x}} (\tilde{x}_{i,\text{MMSE}} | x)} \\
 &\approx \ln \frac{\max_{x \in S_{l,j}^+} f_{\tilde{x}} (\tilde{x}_{i,\text{MMSE}} | x)}{\max_{x \in S_{l,j}^-} f_{\tilde{x}} (\tilde{x}_{i,\text{MMSE}} | x)} \\
 &= \frac{1}{2\sigma_i^2} \left(\left| \tilde{x}_{i,\text{MMSE}} - x_{i,l,\text{opt}}^- \right|^2 - \left| \tilde{x}_{i,\text{MMSE}} - x_{i,l,\text{opt}}^+ \right|^2 \right), \quad i = 1, 2
 \end{aligned} \tag{11.93}$$

其中, $x_{i,l,\text{opt}}^+$ 和 $x_{i,l,\text{opt}}^-$ 定义如下:

$$\begin{aligned}
 x_{i,l,\text{opt}}^+ &= \arg \min_{x \in S_l^+} \left| \tilde{x}_{i,\text{MMSE}} - x \right|^2 \\
 x_{i,l,\text{opt}}^- &= \arg \min_{x \in S_l^-} \left| \tilde{x}_{i,\text{MMSE}} - x \right|^2
 \end{aligned} \tag{11.94}$$

式 (11.89) 中 MIMO 系统的位级 LLR 计算和式 (11.77) 中 SISO 系统的位级 LLR 计算之间具有明显的相似性。然而, 在式 (11.93) 中, x_i 的位级 LLR 是 σ^2 的函数。与式 (11.82) 中 σ^2 是常数的情况不同, 通常 $\sigma_1^2 \neq \sigma_2^2$, 因此式 (11.84) 中用于 SISO 系统的简化不能应用到式 (11.89) 中的 MIMO 系统 [见式 (11.93) 中的简化]。

可以运行程序 11.20 (“MMSE_detection_2x2.m”) 来评估 2×2 MIMO 系统线性 MMSE 检测的硬判决和软判决性能。图 11.14 给出了相应的性能曲线。程序仿真了块瑞利衰落信道, 每一块有 81 个符号, 采用 16-QAM 调制。编码块的长度是 2592-6=2586 位, 不包括 6 个尾比特。

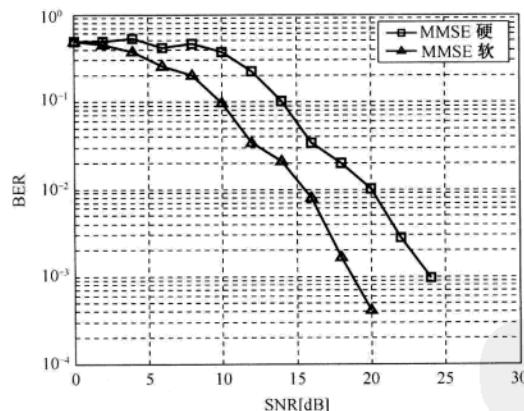


图 11.14 采用 MMSE 线性检测的 MIMO 系统的 BER 性能: 硬判决与软判决

MATLAB 程序: 2×2 MIMO 系统的硬/软判决 MMSE 检测器

程序 11.20 “MMSE_detection_2x2.m”, 2×2 MIMO 系统的 MMSE 检测

```
% MMSE_detection_2x2.m
clear all; close all;
%%%%%% 选择 %%%%%%
bits_option = 2; % 0: 全 0, 1: 全 1, 2: 随机二进制
```

```

noise_option = 1;      % 0: 无噪声, 1: 增加噪声
decision_scheme = 1;  % 0: 硬判决, 1: 软判决
b = 4;
NT = 2;
SNRdBs =[0:2:25];
sq05=sqrt(0.5);
nobe_target = 500;
BER_target = 1e-3;
raw_bit_len = 2592-6;
interleaving_num = 72;
deinterleaving_num = 72;
N_frame = 1e8;      % 产生的最大比特数
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    sig_power = NT;
    sigma2 = sig_power*10^(-SNRdB/10)*noise_option;
    sigma1 = sqrt(sigma2/2);
    nobe = 0;      % 误比特数
    rand('seed',1);
    randn('seed',1);
    Viterbi_init;
    for i_frame = 1 : N_frame
        %%%%%%%% 随机数据生成 %%%%%%%
        switch (bits_option)
            case {0}
                bits = zeros(1,raw_bit_len);
            case {1}
                bits = ones(1,raw_bit_len);
            case {2}
                bits = randint(1,raw_bit_len);
        end
        %%% 卷积编码 %%%
        encoding_bits = convolution_encoder(bits);
        % 交织
        interleaved = [];
        for i = 1 : interleaving_num
            interleaved = [interleaved encoding_bits([i:interleaving_num:end])];
        end
        temp_bit = [];
        for tx_time = 1 : 648
            tx_bits = interleaved(1:8);
            interleaved(1:8) = [];
            %%%%%% 16-QAM 调制 %%%%%%
            QAM16_symbol = QAM16_mod(tx_bits, 2);
            %%%%%% 串/并 %%%%%%
            x(1,1) = QAM16_symbol(1);
            x(2,1) = QAM16_symbol(2);
            %%%%%% 信道 H 和接收信号 y %%%%%%
        end
    end
end

```

```

if rem(tx_time-1,81) == 0,
    H = sq05*(randn(2,2)+j*randn(2,2));
end
y = H*x;
%%%% 加性高斯噪声 %%%
noise = sigma1*(randn(2,1)+j*randn(2,1));
if noise_option == 1
    y = y + noise;
end
%%%%%%%%%%%% MMSE 检测 %%%%%%
W = inv(H'H+sigma2*diag(ones(1,2)))*H';
X_tilde = W*y;
if decision_scheme==0      % 硬判决
    X_hat = QAM16_slicer(X_tilde, 2);
    temp_bit = [temp_bit QAM16_demapper(X_hat, 2)];
else      % 软判决
    soft_bits = soft_output2x2(X_tilde);
    Ps = 1;
    SINR1 = (Ps*(abs((W(1,:)*H(:,1)))^2)) / ...
              (Ps*(abs((W(1,:)*H(:,2)))^2 + W(1,:)*W(1,:)*sigma2));
    SINR2 = (Ps*(abs((W(2,:)*H(:,2)))^2)) / ...
              (Ps*(abs((W(2,:)*H(:,1)))^2 + W(2,:)*W(2,:)*sigma2));
    soft_bits(1:4) = soft_bits(1:4)*SINR1;
    soft_bits(5:8) = soft_bits(5:8)*SINR2;
    temp_bit = [temp_bit soft_bits];
end
end
% 解交织
deinterleaved = [];
for i = 1 : deinterleaving_num
    deinterleaved = [deinterleaved temp_bit([i:deinterleaving_num:end])];
end
% 维特比
received_bit = Viterbi_decode(deinterleaved);
%%%%% 差错检测 %%%%
for EC_dummy = 1 : 1 : raw_bit_len
    if bits(EC_dummy) ~= received_bit(EC_dummy)
        nobe = nobe+1;
    end
    if nobe >= nobe_target
        break;
    end
end
if nobe >= nobe_target
    break;
end
end
%%%%% 保存 BER 数据和显示 %%%%

```

```

BER(i_SNR) = nobe/((i_frame-1)*raw_bit_len+EC_dummy);
fprintf("\t%d\t%1.4f\n",SNR,BER(i_SNR));
if BER(i_SNR) < BER_target
    break;
end
end
function qam16 = QAM16_mod(bitseq,N)
bitseq = bitseq(:)';
QAM_table =[-3+3i, -1+3i, 3+3i, 1+3i, ...
             -3+i, -1+i, 3+i, 1+i, ...
             -3-3i, -1-3i, 3-3i, 1-3i, ...
             -3-i, -1-i, 3-i, 1-i]/sqrt(10);
if nargin < 2
    N = floor(length(bitseq)/4);
end
for n = 1 : N
    qam16(n) = QAM_table(bitseq(4*n-[3 2 1])*[8;4;2]+bitseq(4*n)+1);
end

```

程序 11.21 “soft_output2x2”, 2×2 MIMO 系统的 MMSE 检测器的软输出

```

function [x_soft] = soft_output2x2(x)
sq10 = sqrt(10);
sq10_2 = 2/sq10;
x = x(:)';
xr = real(x);
xi = imag(x);
X = sq10*[-xi; sq10_2-abs(xi); xr; sq10_2-abs(xr)];
x_soft = X(:)';

```

11.7.3 具有一个候选向量集的 MIMO 系统的 LLR

考虑具有 AWGN 的 $N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}$ MIMO 系统:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (11.95)$$

其中, 噪声可以表示为

$$\mathbf{z} = \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (11.96)$$

高斯噪声向量 \mathbf{z} 的 PDF 为

$$f_{\mathbf{z}}(\mathbf{z}) = \frac{1}{2\pi\Delta^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{z} - \boldsymbol{\mu})^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} (\mathbf{z} - \boldsymbol{\mu})\right) \quad (11.97)$$

其中, $\boldsymbol{\mu}$ 为均值向量, $\boldsymbol{\Sigma}$ 为 \mathbf{z} 的协方差矩阵, Δ 为协方差矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的行列式。假设噪声向量是零均值且循环对称的白高斯随机向量, 则式 (11.97) 中的 PDF 可以重新表示为

$$f_{\mathbf{z}}(\mathbf{z}) \frac{1}{2\pi\Delta^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2\right) = f_{\mathbf{y}}(\mathbf{y} | \mathbf{x}) \quad (11.98)$$

从上面的 PDF 可以推出软输出表达式。首先考虑符号向量对 \mathbf{x}_i 和 \mathbf{x}_j , 研究符号向量级的软输出。根据贝叶斯定理, 下面的关系成立:

$$\ln \frac{p(\mathbf{x}_i | \mathbf{y})}{p(\mathbf{x}_j | \mathbf{y})} = \ln \frac{f_Y(y | \mathbf{x}_i) p(\mathbf{x}_i) / f_Y(y)}{f_Y(y | \mathbf{x}_j) p(\mathbf{x}_j) / f_Y(y)} = \ln \frac{f_Y(y | \mathbf{x}_i) p(\mathbf{x}_i)}{f_Y(y | \mathbf{x}_j) p(\mathbf{x}_j)} \quad (11.99)$$

如果所有的发射符号向量等可能出现 (即 $p(\mathbf{x}_i) = 1/|C|^{N_{\text{Tx}}}, \forall i$), 那么式 (11.99) 可化简为

$$\ln \frac{p(\mathbf{x}_i | \mathbf{y})}{p(\mathbf{x}_j | \mathbf{y})} = \ln \frac{f_Y(y | \mathbf{x}_i)}{f_Y(y | \mathbf{x}_j)} \quad (11.100)$$

使用式 (11.98) 中的 PDF, 上述两个符号向量的对数似然比 (LLR) 为

$$\ln \frac{p(\mathbf{x}_i | \mathbf{y})}{p(\mathbf{x}_j | \mathbf{y})} = \ln \frac{\exp\left(-\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_i\|^2\right)}{\exp\left(-\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_j\|^2\right)} \quad (11.101)$$

式 (11.101) 可以简化为

$$\ln \frac{p(\mathbf{x}_i | \mathbf{y})}{p(\mathbf{x}_j | \mathbf{y})} = \frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_j\|^2 - \frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_i\|^2 \quad (11.102)$$

式 (11.102) 取正值表示发射 \mathbf{x}_i 的可能性比发射 \mathbf{x}_j 的可能性大。事实上, LLR 取的值越大, 发射 \mathbf{x}_i 相对于发射 \mathbf{x}_j 的可能性越大。

下面讨论位级的 LLR 计算。令 $b_{l,i}$ 表示来自第 i 根发射天线上发射符号的第 l (比特) 位。如果所有位等可能出现 (即 $p(b_{l,i}=1) = p(b_{l,i}=0) = 1/2$), 那么位级的 LLR 为

$$\begin{aligned} \ln \frac{p(b_{l,i}=1 | \mathbf{y})}{p(b_{l,i}=0 | \mathbf{y})} &= \ln \frac{f_Y(y | b_{l,i}=1)}{f_Y(y | b_{l,i}=0)} \\ &= \ln \frac{\sum_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^+} f_Y(y | \mathbf{x})}{\sum_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^-} f_Y(y | \mathbf{x})} \\ &= \ln \frac{\sum_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^+} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2\right)}{\sum_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^-} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2\right)} \quad (11.103) \end{aligned}$$

其中, $S_{l,i}^+$ 和 $S_{l,i}^-$ 分别表示第 i 个符号的第 l 位取值为 1 和 0 的向量集。使用下面的最大对数近似:

$$\log(e^{X_1} + e^{X_2} + \dots + e^{X_n}) \approx \max_i X_i \quad (11.104)$$

则式 (11.103) 中的 LLR 可以近似为

$$\begin{aligned} \ln \frac{p(b_{l,i}=1 | \mathbf{y})}{p(b_{l,i}=0 | \mathbf{y})} &= \ln \left\{ \sum_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^+} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2\right) \right\} - \ln \left\{ \sum_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^-} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2\right) \right\} \\ &\approx \max_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^+} -\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 - \max_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^-} -\frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (11.105) \end{aligned}$$

只要 $g(x) > 0$, $e^{-g(x)}$ 就是单调递减函数。因此式 (11.103) 可以近似为

$$\begin{aligned}
 \text{LLR}(b_{l,i} | \mathbf{y}) &\triangleq \ln \frac{p(b_{l,i} = 1 | \mathbf{y})}{p(b_{l,i} = 0 | \mathbf{y})} \\
 &\approx \frac{1}{2\sigma_z^2} \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^+} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 - \frac{1}{2\sigma_z^2} \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^-} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 \\
 &= \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^+} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i}^-} D(\mathbf{x})
 \end{aligned} \tag{11.106}$$

其中, $D(\mathbf{x}) = \frac{1}{2\sigma_z^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2$ 。

11.7.4 使用一个有限候选向量集的 MIMO 系统的 LLR

对于 MIMO 系统而言, 候选向量集的大小, $|S_{l,i}^+| = |S_{l,i}^-|$, 取决于发射天线数和星座的大小 $|C|$ 。当发射天线数和/或星座大小增加时, 计算 LLR 的复杂度将会提高。例如, 对于 16-QAM 星座, $N_{\text{Tx}} = N_{\text{Rx}} = 3$, 则 $|S_{l,i}^+| = |S_{l,i}^-| = |C|^{N_{\text{Tx}}} / 2 = 16^3 / 2$ 。现在, 讨论如何计算复杂度降低的 ML 检测方法(如 SD 和 QRM-MLD)的位级 LLR。

在复杂度降低的 ML 检测方法中, 如 SD 和 QRM-MLD, 不可能获得所有可能的发射向量的 ML 度量值。在硬判决的情况下, SD 对一小部分向量计算 ML 度量值就可以找到 ML 向量, 从而实现了以较低的复杂度达到最优的 ML 性能。然而, 当需要软输出或 LLR 值时, 因为只考虑了一小部分向量, 所以 SD 的性能比 ML 检测的性能要差。令 B 表示由复杂度降低的 ML 检测方法得到的一个候选向量集。 $S_{l,i}^+$ 和 $S_{l,i}^-$ 分别表示第 i 个符号的第 l 位取值为 1 和 0 的向量集。如果仅可以获得发射向量子集的 ML 度量值, 那么式 (11.106) 中位级的 LLR 值近似为

$$\text{LLR}(b_{l,i} | \mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^+} D(\mathbf{x}) \tag{11.107}$$

其中, $S_{l,i,B}^- = S_{l,i}^- \cap B$, $S_{l,i,B}^+ = S_{l,i}^+ \cap B$ 。用式 (11.107) 来近似 LLR 值可能会面临以下两个问题^[241]。

问题 1: 出现候选向量集为空的问题, 即

$$S_{l,i,B}^- = S_{l,i}^- \cap B = \emptyset \text{ 或 } S_{l,i,B}^+ = S_{l,i}^+ \cap B = \emptyset \tag{11.108}$$

在这种情况下, 式 (11.107) 中会有一项无法计算。同时, 式 (11.107) 中至少有一个 ML 度量值总是存在的。也就是说, 对于给定的 l 和 i , $S_{l,i,B}^+$ 和 $S_{l,i,B}^-$ 不能同时为空集。定义

$$\mathbf{x}_{\text{ML},B} = \arg \min_{\mathbf{x} \in B} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 = \arg \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^- \cup S_{l,i,B}^+} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 \tag{11.109}$$

将 $\mathbf{x}_{\text{ML},B}$ 的所有位值表示为

$$[b_{1,1,\text{ML},B} \ b_{2,1,\text{ML},B} \ \dots \ b_{k,1,\text{ML},B} \ \underbrace{b_{1,2,\text{ML},B} \ \dots \ b_{k,2,\text{ML},B}}_{b_{1,3,\text{ML},B} \ \dots \ \dots \ b_{k,N_{\text{Tx}},\text{ML},B}} \ \dots \ \dots \ b_{k,N_{\text{Tx}},\text{ML},B}] \tag{11.110}$$

其中, $b_{l,i,\text{ML},B}$ 表示第 i 个符号的第 l 位的值, $l = 1, 2, \dots, k$, $i = 1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}$ 。在计算式 (11.107) 中 LLR 的过程中, 下列关系成立:

$$\min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}} D(\mathbf{x}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}_{\text{ML},B}\|^2 \text{ 或 } \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^+} D(\mathbf{x}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}_{\text{ML},B}\|^2 \tag{11.111}$$

为了解决问题 1, 可以用一个任意大的数 Γ 来替代无法获得的特定位的 ML 度量值。

问题 2: 由于是减小的候选向量集, 即使 $S_{l,i,B}^+ \neq \emptyset$ 和 $S_{l,i,B}^- \neq \emptyset$, 相应的 ML 度量值也可能不是正确的。令 \mathbf{x}_{ML} 表示在所有可能的发射向量中得到的 ML 解向量, $\mathbf{x}_{\text{ML},B}$ 表示在 B 中的候选向量中得到的 ML 解向量。类似地, 令 $b_{l,i,\text{ML}}$ 和 $b_{l,i,\text{ML},B}$ 分别表示 \mathbf{x}_{ML} 和 $\mathbf{x}_{\text{ML},B}$ 的位值, $l = 1, 2, \dots, k$,

$i = 1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}$ 。首先, 当 $\mathbf{x}_{\text{ML}} = \mathbf{x}_{\text{ML},B}$ 时, 位级的 LLR 值满足 $b_{l,i,\text{ML}} = b_{l,i,\text{ML},B}$ 。当 $b_{l,i,\text{ML}} = b_{l,i,\text{ML},B} = 0$ 时, 有 $D(\mathbf{x}_{\text{ML}}) = \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^-} D(\mathbf{x})$, 因此位级的 LLR 为

$$\begin{aligned} \text{LLR}(b_{l,i} | \mathbf{y}) &= \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^+} D(\mathbf{x}) \\ &= D(\mathbf{x}_{\text{ML}}) - \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^+} D(\mathbf{x}) < 0 \end{aligned} \quad (11.112)$$

因为有可能出现 $\min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^+} D(\mathbf{x}) \geq \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^-} D(\mathbf{x})$, 所以式 (11.112) 中的 LLR 值不可信。现在, 考虑当 $\mathbf{x}_{\text{ML}} \neq \mathbf{x}_{\text{ML},B}$ 时的位级 LLR。假设 $b_{l,i,\text{ML},B} = 0$, 则位级的 LLR 为

$$\text{LLR}(b_{l,i} | \mathbf{y}) = D(\mathbf{x}_{\text{ML},B}) - \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^+} D(\mathbf{x}) < 0 \quad (11.113)$$

式 (11.113) 小于 0 是由于下面的不等式成立, 即对于任意的 l 和 i , 由式 (11.109) 中 $\mathbf{x}_{\text{ML},B}$ 的定义有:

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}_{\text{ML},B}\|^2 \leq \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^-} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 \text{ 和 } \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}_{\text{ML},B}\|^2 \leq \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^+} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 \quad (11.114)$$

由于 $D(\mathbf{x}_{\text{ML},B}) \geq D(\mathbf{x}_{\text{ML}})$ 和 $\min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^+} D(\mathbf{x}) \geq \min_{\mathbf{x} \in S_{l,i,B}^-} D(\mathbf{x})$, 式 (11.113) 中的误差项在这两种情况下都为正值, 因此 LLR 值可能是不可靠的。解决这种不可靠问题的途径是, 只要式 (11.113) 中的 ML 度量值超过给定的阈值, 就用预先的设定值替换它。换句话说, 式 (11.113) 的每一项可以通过一个任意大的数 Γ 来截断。通过将 ML 度量值限定在阈值内, 就可以避免较大的性能下降。

程序 11.22(“QRM_MLD_simulation.m”)用于评估采用 16-QAM 4×4 MIMO 系统的 QRM-MLD 检测器的软/硬判决性能。它实现了由图 11.15 给定的功率时延分布 (PDP) 的多路径信道。图 11.16 显示了 QRM-MLD 的硬判决和软判决性能。表 11.2 总结了图 11.16 的仿真参数。在这个例子中, B 中有 $|C| \times M = 256$ 个候选向量和 LLR 值。当问题 1 出现时, 在仿真中用 $\Gamma = 2$ 替换不存在的 ML 度量值。

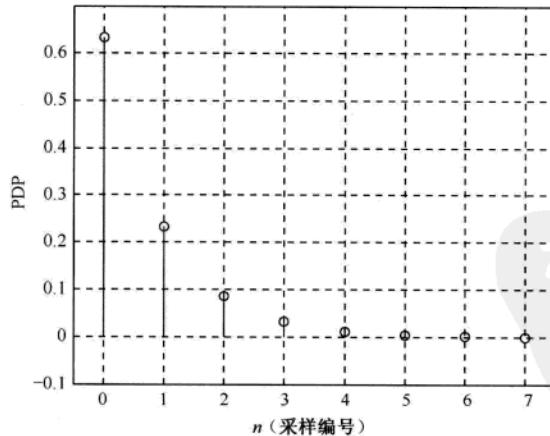


图 11.15 仿真中的 PDP

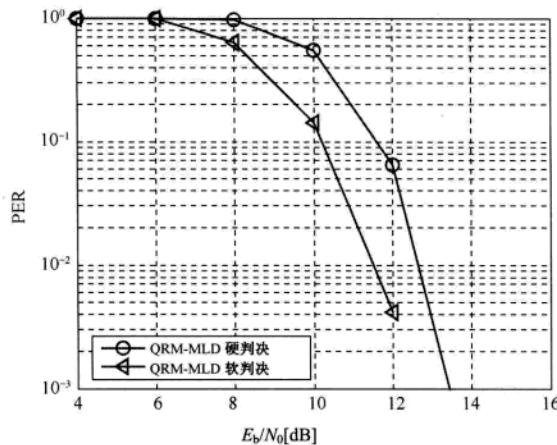


图 11.16 4×4 MIMO 系统的软/硬判决性能：采用 16-QAM，QRM-MLD 检测器

表 11.2 仿真参数

仿真参数	取 值
FFT 大小	64
CP 大小	16
天线配置	4×4
分组长度	10 个 OFDM 符号
符号映射	16-QAM
信道编码	卷积编码 码率：1/2 约束长度：K=7 生成多项式：[1001111]和[1101101]

MATLAB 程序：4×4MIMO 系统的 QRM-MLD 检测器的软判决

程序 11.22 “QRM_MLD_simulation.m”

```
% QRM_MLD_simulation.m
clear all;
Rc = 0.5; % 编码速率
N_frame = 100000;
Nfft = 64;
NT = 4;
NR = NT;
b = 4;
N_block = 10;
L_frame = NT*N_block*Nfft*b/2;
PDP = [6.3233e-001 2.3262e-001 8.5577e-002 3.1482e-002 ...
1.1582e-002 4.2606e-003 1.5674e-003 5.7661e-004];
```

```

N_candidate = 16;
sq05 = sqrt(0.5);
sq05PDP = sq05*PDP.^ (1/2);
LPDP = length(PDP);
SNRdBs = [12:2:20];
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    nofe = 0; % 误帧数
    sig_power = NT;
    sigma2 = sig_power*10^(-SNRdB/10);
    sigma1 = sqrt(sigma2/2);
    rand('seed',1);
    randn('seed',1);
    Viterbi_init;
    for i_frame = 1 : N_frame
        LLR_estimate = zeros(N_block, NT, 4, Nfft);
        X_estimate_sym = zeros(N_block, NT, Nfft);
        s = randint(1,L_frame);
        coded_bits = transpose(convolution_encoder(s));
        interleaved = [];
        for i = 1 : 128
            interleaved = [interleaved coded_bits([i:128:end])];
        end
        %ss = zeros(N_block,NT,Nfft,b);
        for i_bk = 1 : N_block
            for i_str = 1 : NT
                for i_sc = 1 : Nfft
                    ss(i_bk,i_str,i_sc,:) = interleaved(1:b);
                    interleaved(1:b) = [];
                end
            end
        end
        for i_bk = 1 : N_block
            for i_str = 1 : NT
                for i_sc = 1 : Nfft
                    X(i_bk,i_str,i_sc) = QAM16_mod(ss(i_bk,i_str,i_sc,:),1);
                end
            end
        end
        for p = 1 : NR
            for q = 1 : NT
                tmp = sq05PDP.* (randn(1,LPDP)+j*randn(1,LPDP));
                Frame_H(p,q,:) = fft(tmp,Nfft);
            end
        end
        for i_bk = 1 : N_block

```

```

for i_Rx = 1 : NR
    temp = 0;
    for i_str = 1 : NT
        temp = temp + Frame_H(i_Rx,i_str,:).*X(i_blk,i_str,:);
    end
    Y(i_Rx,:) = reshape(temp,1,Nfft)+ ...
        sigma1*(randn(1,Nfft)+j*randn(1,Nfft));
    end
    for i_sc = 1 : Nfft
        H = Frame_H(:,i_sc);
        y = Y(:,i_sc);
        x_test = X(i_blk,:,i_sc);
        LLR_estimate(i_blk,:,i_sc) = QRM_MLD_soft(y,H,N_candidate);
    end
    end
    soft_bits = [];
    hard_bits = [];
    s_hat = [];
    for i_blk = 1 : N_block
        for i_str = 1 : NT
            for i_sc = 1 : Nfft
                soft_bits = [soft_bits LLR_estimate(i_blk,i_str,1,i_sc),...
                    LLR_estimate(i_blk,i_str,2,i_sc),...
                    LLR_estimate(i_blk,i_str,3,i_sc),...
                    LLR_estimate(i_blk,i_str,4,i_sc)];
            end
        end
        end
        deinterleaved = [];
        for i = 1 : 80
            deinterleaved = [deinterleaved soft_bits([i:80:end])];
        end
        s_hat = Viterbi_decode(deinterleaved);
        temp = find(xor(s,s_hat([1:L_frame]))==1);
        if length(temp) ~ 0
            nofe = nofe+1;
        end
        if (nofe > 200) & (i_frame > 200)
            break;
        end
    end
    FER(i_SNR) = nofe/i_frame;
    if FER(i_SNR) < 1e-3
        break;
    end
end

```

程序 11.23 “QRM_MLD_soft”

```

jiayousufunction [LLR] = QRM_MLD_soft(y,H,M)
QAM_table = [-3-3j, -3-j, -3+3j, -3+j, ...
              -1-3j, -1-j, -1+3j, -1+j, ...
              3-3j, 3-j, 3+3j, 3+j, ...
              1-3j, 1-j, 1+3j, 1+j]/sqrt(10);
norm_array = [norm(H(:,1)) norm(H(:,2)) norm(H(:,3)) norm(H(:,4))];
[X,I] = sort(norm_array);
Reversed_order = wrev(I);
H_original = H;
H = H(:,Reversed_order);
X_hat = zeros(4,1);
X_hat_tmp = zeros(4,1);
X_LLR = zeros(4,4);
LLR = zeros(4,4);
X_LLR2 = zeros(4,4);
% QR 分解
[Q,R] = qr(H);
y_tilde = Q*y;
% 第一阶段
for i = 1 : 16
    norm_array(i) = abs(y_tilde(4)-R(4,4)*QAM_table(i))^2;
end
[T,sorted_index] = sort(norm_array);
M_best_index_1 = sorted_index(1:M);
% 第二阶段
M16_index = zeros(M*16,3);
norm_array = zeros(M*16,1);
y_tmp = [y_tilde(3); y_tilde(4)];
R_tmp = [R(3,3) R(3,4); 0 R(4,4)];
count = 1;
for i = 1 : M
    x4_tmp = QAM_table(M_best_index_1(i));
    for k = 1 : 16
        x3_tmp = QAM_table(k);
        norm_array(count) = norm(y_tmp-R_tmp*[x3_tmp; x4_tmp])^2;
        M16_index(count,2:3) = [k M_best_index_1(i)];
        count = count+1;
    end
end
clear sorted_index;
[T,sorted_index] = sort(norm_array);
M_best_index_2 = M16_index(sorted_index(1:M),:);
% 第三阶段
norm_array = zeros(M*16,1);

```

```

y_tmp = [y_tilde(2); y_tilde(3); y_tilde(4)];
R_tmp = [R(2,2) R(2,3) R(2,4); 0 R(3,3) R(3,4); 0 0 R(4,4)];
count = 1;
for i = 1 : M
    x4_tmp = QAM_table(M_best_index_2(i,3));
    x3_tmp = QAM_table(M_best_index_2(i,2));
    for k = 1 : 16
        x2_tmp = QAM_table(k);
        norm_array(count) = norm(y_tmp-R_tmp*[x2_tmp;x3_tmp;x4_tmp])^2;
        M16_index(count,1:3) = [k M_best_index_2(i,2:3)];
        count = count+1;
    end
end
clear sorted_index;
[T,sorted_index] = sort(norm_array);
M_best_index_3 = M16_index(sorted_index(1:M),:);
% 第四阶段
y_tmp = y_tilde;
R_tmp = R;
cost0 = ones(16,1)*100;
cost1 = ones(16,1)*100;
LLR = zeros(4,4);
X_bit = zeros(16,1);
LLR_0 = zeros(16,1);
LLR_1 = zeros(16,1);
for i = 1 : M
    x4_tmp = QAM_table(M_best_index_3(i,3));
    x3_tmp = QAM_table(M_best_index_3(i,2));
    x2_tmp = QAM_table(M_best_index_3(i,1));
    X_bit(5:8) = QAM16_slicer_soft(x2_tmp);
    X_bit(9:12) = QAM16_slicer_soft(x3_tmp);
    X_bit(13:16) = QAM16_slicer_soft(x4_tmp);
    for k = 1 : 16
        x1_tmp = QAM_table(k);
        X_bit(1:4) = QAM16_slicer_soft(x1_tmp);
        distance = norm(y_tmp-R_tmp*[x1_tmp;x2_tmp;x3_tmp;x4_tmp])^2;
        for kk = 1 : length(X_bit)
            if X_bit(kk) == 0
                if distance < cost0(kk)
                    LLR_0(kk) = distance;
                    cost0(kk) = distance;
                end
            elseif X_bit(kk) == 1
                if distance < cost1(kk)
                    LLR_1(kk) = distance;
                    cost1(kk) = distance;
                end
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    end
end
end
end
LLR_0(find(LLR_0==0)) = 2;      % 2 用于表示不存在的比特值
LLR_1(find(LLR_1==0)) = 2;      % 2 用于表示不存在的比特值
LLR(Reversed_order(1,:)) = (LLR_0(1:4)-LLR_1(1:4))';
LLR(Reversed_order(2,:)) = (LLR_0(5:8)-LLR_1(5:8))';
LLR(Reversed_order(3,:)) = (LLR_0(9:12)-LLR_1(9:12))';
LLR(Reversed_order(4,:)) = (LLR_0(13:16)-LLR_1(13:16))';

```

程序 11.24 “QAM16_slicer_soft”

```

function [X_bits] = QAM16_slicer_soft(X);
QAM_table = [-3-3j, -3-j, -3+3j, -3+j, ...
              -1-3j, -1-j, -1+3j, -1+j, ...
              3-3j, 3-j, 3+3j, 3+j, ...
              1-3j, 1-j, 1+3j, 1+j]/sqrt(10);
X_temp = dec2bin(find(QAM_table==X)-1,4);
for i = 1 : length(X_temp)
    X_bits(i) = bin2dec(X_temp(i));
end

```

附录 11.A——式 (11.23) 的证明

下面证明：

$$\arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 = \arg \min_{\mathbf{x}} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H}^T \mathbf{H} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \quad (11.A.1)$$

其中， $\hat{\mathbf{x}}$ 是无约束的 LS 解（即 $\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{y}$ ）。由于这一关系对于复系统和实系统都成立，所以用 \mathbf{H} 、 \mathbf{y} 和 \mathbf{x} 分别替代 $\bar{\mathbf{H}}$ 、 $\bar{\mathbf{y}}$ 和 $\bar{\mathbf{x}}$ 。考虑下面的展开式：

$$\begin{aligned}
 \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 &= \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2 \\
 &= (\mathbf{y} - \mathbf{Hx} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}})^T (\mathbf{y} - \mathbf{Hx} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}) \\
 &= \{(\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}})^T + (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx})^T\} \{(\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}) + (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx})\} \\
 &= (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}})^T (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}) + (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx})^T (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx}) \\
 &\quad + (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx})^T (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}) + (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}})^T (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx})
 \end{aligned} \quad (11.A.2)$$

由于 $\hat{\mathbf{x}}$ 是 LS 解，所以 $(\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx})^T (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}) = (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}})^T (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx}) = 0$ ，因此式 (11.A.2) 简化为

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 = (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}})^T (\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}) + (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx})^T (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{Hx}) \quad (11.A.3)$$

用 $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{y}$ 替换 $\hat{\mathbf{x}}$ ，式 (11.A.3) 表示为：

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 = \left\{ \mathbf{y} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{y} \right\}^T \left\{ \mathbf{y} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{y} \right\} + (\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})^T \mathbf{H}^T \mathbf{H} (\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) \quad (11.A.4)$$

由于 $\mathbf{y} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{y} = \left\{ \mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \right\} \mathbf{y}$, 式 (11.A.4) 中的第一项变为

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{y}^T \left\{ \mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \right\}^T \left\{ \mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \right\} \mathbf{y} \\
 &= \mathbf{y}^T \left\{ \mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \right\} \left\{ \mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \right\} \mathbf{y} \\
 &= \mathbf{y}^T \left\{ \mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T + \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \right\} \mathbf{y} \\
 &= \mathbf{y}^T \left\{ \mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \right\} \mathbf{y}
 \end{aligned} \tag{11.A.5}$$

可以证明上式关于 \mathbf{x} 不变。由式 (11.A.4) 和式 (11.A.5), 可以立刻得到式 (11.A.1) 中的关系式:

$$\arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{y} - \mathbf{Hx}\|^2 = \arg \min_{\mathbf{x}} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H}^T \mathbf{H} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \tag{11.A.6}$$

12 章

在发射端利用信道状态信息

在第 10 章和第 11 章中，我们假设只有接收机能够跟踪信道。在这一章中，我们将讨论利用发射端信道状态信息（CSI）的发射技术。发射机可以获得部分或者全部 CSI。利用信道状态信息可以提高信道容量，改善误码率，同时可以降低硬件复杂度^[242]。例如，在 4×2 MIMO 系统中，利用完全的 CSI 可以将系统容量提高 1.5 bps/Hz。然而，由于反馈负荷和反馈时延，在实际中难以直接获取完全的 CSI。特别地，发射机无法跟踪时变信道的 CSI，因此只能利用部分信息（如统计信息）。在这一章中，我们首先讨论如何获得信道信息；然后，重点考虑预编码技术和天线选择技术，它们是在发射端利用 CSI 的两种典型方法。

12.1 发射端的信道估计

一般来说，发射机无法直接获取自己的信道状态信息。因此，发射机只能采取一些间接的方法。在时分双工（TDD）系统中，我们可以利用上行和下行信道的互惠性。基于上行方向的接收信号，进行下行信道估计；反之亦然。在频分双工（FDD）系统中，由于两个信道之间没有互惠性，所以发射机只能依靠来自接收机的信道反馈信息。这意味着必须在接收机估计出 CSI，然后反馈给发射机。

12.1.1 利用信道的互惠性

只要两个方向的信道增益高度相关（即信道是互惠的，如图 12.1 所示），一个方向的信道条件就可以简单地由另一个方向的信道获知。在 TDD 系统中，前向信道和反向信道趋向于互惠。一般上、下行发射存在一个时间差。如果这个时间差小于相干时间，那么互惠就是一种可以被利用的有用特性。然而，在 FDD 系统中，因为两个信道使用不同的发射频率，因此不存在这种互惠性。

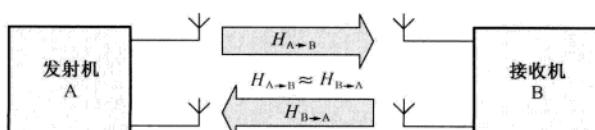


图 12.1 无线信道的互惠性

无线信道的实际影响还应该包含无线射频 (RF) 单元的特性。通常, 前向信道的 RF 特性不同于反向信道。在利用信道互惠优势的过程中, 必须以某种方式补偿这种差异。

12.1.2 CSI 反馈

如图 12.2 所示, 在发射机获得信道增益的另一种途径是直接利用接收机的反馈。与利用互惠性不同, 这种方法不需要补偿上、下行 RF 的差异。然而, 为了保证能够获得及时的信道信息, 反馈时延 Δ 必须小于相干时间 T_c :

$$\Delta \leq T_c \quad (12.1)$$

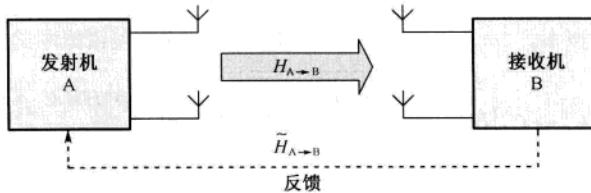


图 12.2 信道状态信息的反馈

这种方法的主要缺点是需要额外的资源来传输反馈信息, 而且反馈信息量随着天线数目的增加而增加。因此, 对于多天线系统来说, 这个问题变得尤为突出。当遇到快衰落信道时, 相干时间非常小, 这就需要更频繁的反馈来满足式 (12.1) 中的约束。可以对接收机估计出的 CSI 进行压缩, 以便减小反馈负荷。一种特定的方法是量化信道增益。令 $Q_{\text{quan}}(\mathbf{H})$ 表示信道增益 \mathbf{H} 的量化函数。可以量化信道增益-使得均方误差 $E\{\|\mathbf{H} - Q_{\text{quan}}(\mathbf{H})\|^2\}$ 最小。另一种方法是使用在发射机和接收机之间共享的码本。码本是码字的集合; 码字是量化后的向量, 用来表示信道的状态。在这种方法中, 接收机首先估计出信道增益。然后, 选择一个适当的码字编号来表示估计出的信道增益。仅向发射端反馈相应的编号, 而不是全部 CSI。每个编号用 F_B 比特表示, 一个码本总共有 $L = 2^{F_B}$ 个码字。注意, L 被称为码本的大小。令 \mathbf{W}_i 表示第 i 个码字, $i = 1, 2, \dots, L$ 。对于给定的码本 $\mathbf{F} = \{\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \mathbf{W}_3, \dots, \mathbf{W}_L\}$, 根据映射函数 $f(\cdot)$ 选择码字。对于给定的信道实现 \mathbf{H} , 这种基于码本的方法可以表示为

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = f(\mathbf{H}) \in \mathbf{F} = \{\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \mathbf{W}_3, \dots, \mathbf{W}_L\} \quad (12.2)$$

其中, \mathbf{W}_{opt} 为映射函数 $f(\cdot)$ 给出的最能代表 \mathbf{H} 的码字。然而, 还存在码本设计的问题。在确定码字时, 我们应该使量化信道空间的失真最小。下一节将讨论码本的设计方法。

12.2 采用预编码的 OSTBC

考虑一个具有 N_{Tx} 根天线的 MISO 系统, 即 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{1 \times N_{\text{Tx}}}$ 。令 $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times T}$ 表示一个长度为 M 的空-时码字:

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \mathbf{c}_2 \cdots \mathbf{c}_T]$$

其中, $\mathbf{c}_k = [c_{k,1} \ c_{k,2} \ \cdots \ c_{k,M}]^T$, $k = 1, 2, \dots, T$, $M \leq N_{\text{Tx}}$ 。在采用预编码的 OSTBC 系统中, 从码本 $\mathbf{F} = \{\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \mathbf{W}_3, \dots, \mathbf{W}_L\}$ 中选择一个预编码矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times M}$, 然后与空-时码字 \mathbf{C} 相乘。通过选

择适合的码字来改善系统的整体性能, 如信道容量或误码率等。假设 N_{Tx} 个信道在时间 T 内保持不变, 那么接收信号 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{1 \times T}$ 可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_x}{N_{\text{Tx}}}} \mathbf{h} \mathbf{W} \mathbf{C} + \mathbf{z} \quad (12.3)$$

将上式与式 (10.17) 相比, 可以发现式 (10.17) 中的 $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times T}$ 被式 (12.3) 中 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times M}$ 与 $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times T}$ 的乘积所代替。另外, 在式 (10.17) 中, 空-时码字由 T 个列向量组成, 并且每个列向量的长度为 N_{Tx} 。然而, 在式 (12.3) 中空-时码字仍由 T 个列向量组成, 但每个列向量的长度 $M \leq N_{\text{Tx}}$ 。采用与推导式 (10.17) 中的差错概率类似的方法, 可以得到式 (12.3) 的码字差错概率。对于给定的信道 \mathbf{H} 和预编码矩阵 \mathbf{W} , 考虑码字的成对差错概率 $\Pr(\mathbf{C}_i \rightarrow \mathbf{C}_j | \mathbf{H})$, 它是发射码字为 \mathbf{C}_i 而译码为 \mathbf{C}_j 的概率, $i \neq j$ 。根据 10.2.2 节的推导, 成对差错概率的上限为

$$\Pr(\mathbf{C}_i \rightarrow \mathbf{C}_j | \mathbf{H}) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho \|\mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{E}_{i,j}\|_{\text{F}}^2}{2N_{\text{Tx}}}}\right) \leq \exp\left(-\frac{\rho \|\mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{E}_{i,j}\|_{\text{F}}^2}{4N_{\text{Tx}}}\right) \quad (12.4)$$

其中, ρ 为信噪比, $\rho = E_x / N_0$; $\mathbf{E}_{i,j}$ 为 \mathbf{C}_i 与 \mathbf{C}_j 之间的误差矩阵, 对于给定的 STBC 方案, $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{C}_i - \mathbf{C}_j$ 。由式 (12.4) 可以看到, 只有最大化 $\|\mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{E}_{i,j}\|_{\text{F}}^2$, 才能使成对差错概率最低^[243, 244]。由此可以得出如下的码字选择准则:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{opt}} &= \arg \max_{\mathbf{W} \in \mathcal{F}, i \neq j} \|\mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{E}_{i,j}\|_{\text{F}}^2 \\ &= \arg \max_{\mathbf{W} \in \mathcal{F}, i \neq j} \text{Tr}(\mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{E}_{i,j}^H \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^H) \\ &= \arg \max_{\mathbf{W} \in \mathcal{F}, i \neq j} \text{Tr}(\mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^H) \\ &= \arg \max_{\mathbf{W} \in \mathcal{F}} \|\mathbf{H} \mathbf{W}\|_{\text{F}}^2 \end{aligned} \quad (12.5)$$

在推导式 (12.5) 的过程中, 我们利用了 OSTBC 误差矩阵的特性, $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H = aI$, 其中 a 是一个常数。当没有约束条件 $\mathbf{W} \in \mathcal{F}$ 时, 上式的最优解 \mathbf{W}_{opt} 将不唯一。因为 $\|\mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{opt}}\|_{\text{F}}^2 = \|\mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{opt}} \mathbf{Z}\|_{\text{F}}^2$, 其中 \mathbf{Z} 是酉矩阵。可以通过信道的奇异值分解 (SVD) $\mathbf{H} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H$, 得到式 (12.5) 在没有约束时的最优解, 其中 Σ 的对角元素是按降序排列的。已经证明, 式 (12.5) 的最优解由矩阵 \mathbf{V} 最左边的 M 个列向量给出^[245], 即

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = [\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2 \cdots \mathbf{v}_M] \triangleq \bar{\mathbf{V}} \quad (12.6)$$

因为 $\bar{\mathbf{V}}$ 是酉矩阵, 所以 $\lambda_i(\mathbf{W}_{\text{opt}}) = 1$, $i = 1, 2, \dots, M$, 其中 $\lambda_i(\mathbf{A})$ 表示矩阵 \mathbf{A} 的第 i 个最大的特征值。如果信道是非确定的, 那么码本的设计用到以下准则:

$$E \left\{ \min_{\mathbf{W} \in \mathcal{F}} \left(\|\mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{opt}}\|_{\text{F}}^2 - \|\mathbf{H} \mathbf{W}\|_{\text{F}}^2 \right) \right\} \quad (12.7)$$

其中, E 表示关于随机信道 \mathbf{H} 取期望^[245]。对给定的信道 \mathbf{H} , 式 (12.7) 中的 \mathbf{W}_{opt} 可以通过式 (12.6) 求出。式 (12.7) 中期望值的上限为

$$E \left\{ \min_{\mathbf{W} \in \mathcal{F}} \left(\|\mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{opt}}\|_{\text{F}}^2 - \|\mathbf{H} \mathbf{W}\|_{\text{F}}^2 \right) \right\} \leq E \left\{ \lambda_1^2(\mathbf{H}) \right\} E \left\{ \min_{\mathbf{W} \in \mathcal{F}} \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{V}}^H - \mathbf{W} \mathbf{W}^H\|_{\text{F}}^2 \right\} \quad (12.8)$$

因为已经给定 $\lambda_1^2\{\mathbf{H}\}$ ，所以设计的码本必须使式 (12.8) 中的 $E\left\{\min_{\mathbf{W} \in \mathcal{F}} \frac{1}{2}\|\bar{\mathbf{W}}\mathbf{V}^H - \mathbf{W}\mathbf{W}^H\|_F^2\right\}$ 最小。

相应的最小化问题可以被描述成 Grassmannian 子空间封装问题^[245-247]。Grassmannian 子空间封装中的性能测度是弦距离，被定义为

$$d(\mathbf{W}_k, \mathbf{W}_l) = \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H - \mathbf{W}_l \mathbf{W}_l^H\|_F \quad (12.9)$$

对于随机信道，最优的码本设计方案是最大化最小的弦距离 $\delta_{\min} = \min_{k \neq l, 1 \leq k, l \leq L} d(\mathbf{W}_k, \mathbf{W}_l)$ ^[245]，这种特殊情况如图 12.3 所示。

对于任意的天线数 N_{Tx} 、码字长度 M 和码本大小 L ，求解 Grassmannian 子空间封装问题需要耗费大量时间，而且无法直接得到^[246, 248]。我们需要考虑一种次优但更加实际的设计方案。一种特定的方法就是使用如文献[249]给出的 DFT 矩阵：

$$F = \{\mathbf{W}_{\text{DFT}}, \theta \mathbf{W}_{\text{DFT}}, \dots, \theta^{L-1} \mathbf{W}_{\text{DFT}}\} \quad (12.10)$$

从 $N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}$ 的 DFT 矩阵中选择 M 列，得到第一个码字 \mathbf{W}_{DFT} ，其中 DFT 矩阵的 (k, l) 元素是 $e^{j2\pi(k-1)(l-1)/N_{\text{Tx}}} / \sqrt{N_{\text{Tx}}}$ ， $k, l = 1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}$ 。此外， θ 是对角矩阵：

$$\theta = \text{diag} \left[\left[e^{j2\pi u_1 / N_{\text{Tx}}} \ e^{j2\pi u_2 / N_{\text{Tx}}} \ \dots \ e^{j2\pi u_{N_{\text{Tx}}} / N_{\text{Tx}}} \right] \right] \quad (12.11)$$

其中， $\{u_i\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$ 是待定的变量。给定第一个码字 \mathbf{W}_{DFT} ，通过将 θ^i 与 \mathbf{W}_{DFT} 相乘得到剩余的 $L-1$ 个码字， $i = 1, 2, \dots, L-1$ 。通过最大化最小的弦距离，可以确定式 (12.11) 中的变量 $\{u_i\}_{i=1}^{N_{\text{Tx}}}$ ：

$$\mathbf{u} = \arg \max_{\{u_1, u_2, \dots, u_{N_{\text{Tx}}}\}} \min_{l=1, 2, \dots, N-1} d(\mathbf{W}_{\text{DFT}}, \theta^l \mathbf{W}_{\text{DFT}}) \quad (12.12)$$

移动 WiMAX 系统的 IEEE 802.16e 标准应用上述特定方法。表 12.1 给出了 IEEE 802.16e 标准中在不同的 N_{Tx} 、 M 和 L 情况下 $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{N_{\text{Tx}}}]$ 的取值¹。例如，当 $N_{\text{Tx}} = 4$ ， $M = 3$ ， $L = 64$ 时， \mathbf{W}_1 为

$$\mathbf{W}_1 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j2\pi \cdot 1 \cdot 2/4} & e^{j2\pi \cdot 1 \cdot 3/4} \\ 1 & e^{j2\pi \cdot 2 \cdot 2/4} & e^{j2\pi \cdot 2 \cdot 3/4} \\ 1 & e^{j2\pi \cdot 3 \cdot 2/4} & e^{j2\pi \cdot 3 \cdot 3/4} \end{bmatrix} \quad (12.13)$$

由下式得到剩余的预编码矩阵 \mathbf{W}_i ：

$$\mathbf{W}_i = \text{diag} \left(\left[e^{j2\pi \cdot 1 \cdot 4} \ e^{j2\pi \cdot 8 \cdot 4} \ e^{j2\pi \cdot 61 \cdot 4} \ e^{j2\pi \cdot 45 \cdot 4} \right] \right)^{i-1} \mathbf{W}_1, \quad i = 2, 3, \dots, 64 \quad (12.14)$$

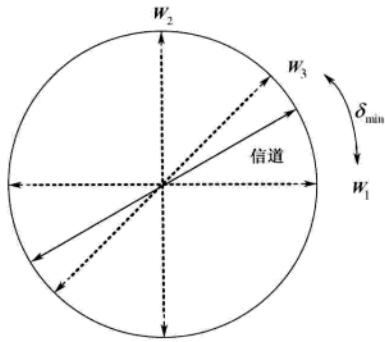


图 12.3 预编码矩阵和弦距离

¹式 (12.12) 中的自由向量 $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{N_{\text{Tx}}}]$ 在 IEEE 802.16e 标准中被称为旋转向量。

表 12.1 IEEE 802.16e 标准中用于 OSTBC 的码本设计参数

N_{Tx}	M	$L/(F_B)$	c	u
发射天线数	数据流数	码本大小/ (反馈比特数)	列编号	旋转向量
2	1	8/(3)	[1]	[1,0]
3	1	32/(5)	[1]	[1,26,28]
4	2	32/(5)	[1,2]	[1,26,28]
4	1	64/(6)	[1]	[1,8,61,45]
4	2	64/(6)	[0,1]	[1,7,52,56]
4	3	64/(6)	[0,2,3]	[1,8,61,45]

程序 12.1 (“codebook_generator”) 采用表 12.1 中的参数 $N_{Tx} = 4$ 、 $M = 2$ 、 $L = 64$ ，利用式 (12.10) 的设计方法产生码本。程序 12.2 (“Alamouti_2x1_precoding.m”) 仿真基于 Alamouti 的预编码系统的 BER 性能，运行结果如图 12.4 所示，图中比较了在平坦的瑞利块衰落信道、 $N_{Tx} = 2$ 、 $N_{Rx} = 1$ 的情况下，有预编码和没有预编码的 STBC 性能。图 12.4 说明在没有额外增加发射功率或频谱宽度的情况下，预编码的 STBC 方案要优于传统的 STBC 方案。

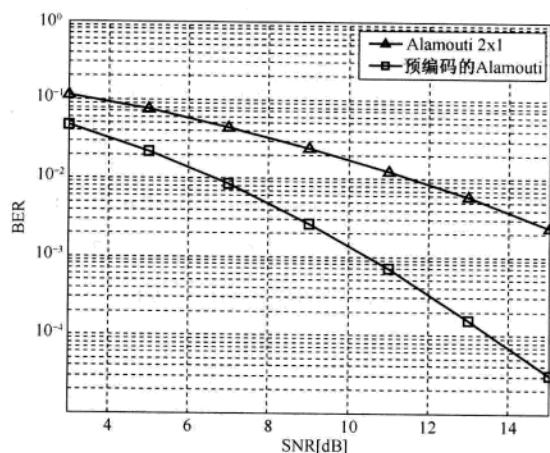


图 12.4 瑞利衰落信道中 OSTBC 的 BER 性能：采用和不采用预编码的对比

MATLAB 程序：码本生成和预编码

程序 12.1 “codebook_generator”，码本生成

```
function [code_book]=codebook_generator
% N_Nt : 发射天线数
% N_M : 码字长度
% N_L : 码本大小
N_Nt = 4;
N_M = 2;
N_L = 64;
column_index = [1 2];
rotation_vector = [1 7 52 56];
```

```

kk = 0 : N_Nt-1;
ll = 0 : N_Nt-1;
w = exp(j*2*pi/N_Nt*kk.*ll) / sqrt(N_Nt);
w_1 = w(:, column_index([1 2]));
theta = diag(exp(j*2*pi/N_L*rotation_vector));
code_book(:, :, 1) = w_1 ;
for i = 1 : N_L-1
    code_book(:, :, i+1) = theta*code_book(:, :, i);
end

```

程序 12.2 “Alamouti_2x1_precoding.m”，采用 OSTBC 的 Alamouti 预编码

```

% Alamouti_2x1_precoding.m
clear all; clf
%%%%%%%%% 参数设置 %%%%%%
N_frame = 1000; % 帧数
N_packet = 100; % 分组数
b = 2; % 每个符号的比特数
M = 2^b; % 调制阶数
mod_obj = modem.qammod('M', M, 'SymbolOrder', 'Gray', 'InputType', 'bit');
demod_obj = modem.qamdemod(mod_obj);
% MIMO 参数
T_TX = 4;
code_length = 64;
NT = 2; % 发射天线数
NR = 1; % 接收天线数
N_pbits = NT*b*N_frame;
N_tbits = N_pbits*N_packet;
code_book = codebook_generator;
fprintf('=====\\n');
fprintf(' Precoding transmission');
fprintf('\\n %d x %d MIMO\\n %d QAM', NT, NR, M);
fprintf('\\n Simulation bits : %d', N_tbits);
fprintf('\\n =====\\n');
SNRdBs = [0:2:10];
sq2 = sqrt(2);
for i_SNR = 1:length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    noise_var = NT*0.5*10^(-SNRdB/10);
    sigma = sqrt(noise_var);
    rand('seed', 1); randn('seed', 1);
    N_ebits = 0;
    for i_packet = 1 : N_packet
        msg_bit = randint(N_pbits, 1); % 比特生成
        %% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%% %%%%%%
        s = modulate(mod_obj, msg_bit);
        Scale = modnorm(s, 'avpow', 1); % 归一化
        S = reshape(Scale*s, NT, 1, N_frame); % 发射符号
        Tx_symbol = [S(1,1,:)-conj(S(2,1,:)); S(2,1,:)*conj(S(1,1,:))];
    end
end

```

```

%%%%% 信道和噪声 %%%%%%
H = (randn(NR,T_TX)+j*randn(NR,T_TX))/sq2;
for i = 1 : code_length
    cal(i) = norm(H*code_book(:, :, i), 'fro');
end
[val, Index] = max(cal);
He = H*code_book(:, :, Index);
norm_H2 = norm(He)^2; % 选择的 H 及其 2-范数
for i = 1 : N_frame
    Rx(:, :, i) = He*Tx_symbol(:, :, i) + sigma*(randn(NR, 2) + j*randn(NR, 2));
end
%%%%% 接收机 %%%%%%
for i = 1 : N_frame
    y(1, i) = (He(1)' * Rx(:, 1, i) + He(2)' * Rx(:, 2, i)) / norm_H2;
    y(2, i) = (He(2)' * Rx(:, 1, i) - He(1)' * Rx(:, 2, i)) / norm_H2;
end
S_hat = reshape(y / Scale, NT * N_frame, 1);
msg_hat = demodulate(demod_obj, S_hat);
N_ebits = N_ebits + sum(msg_hat == msg_bit);
end
BER(i_SNR) = N_ebits / N_tbits;
end
semilogy(SNRdBs, BER, '-k^', 'LineWidth', 2)
hold on, grid on
xlabel('SNR[dB]'), ylabel('BER')
legend('Precoded Alamouti')

```

12.3 采用预编码的空间复用系统

正如 12.2 节讨论的, 不仅 OSTBC 系统可以在发射端利用 CSI, 而且 $N_{Rx} \geq N_{Tx}$ 的空间复用 MIMO 系统也可以在发射端利用 CSI。在发射端利用 CSI 的一个明显方法就是在 9.2.1 节中提到的模式分解。对于模式分解, 必须将式 (9.16) 中的 $V \in \mathbb{C}^{N_{Tx} \times N_{Tx}}$ 用做发射端的预编码矩阵。然后, 如式 (9.17) 描述的那样得到无干扰的模式。

在使用 CSI 的众多方法中, 我们重点考虑预均衡方法。如图 12.5 所示, 在发射端的预均衡等价于 12.2 节中的预编码。

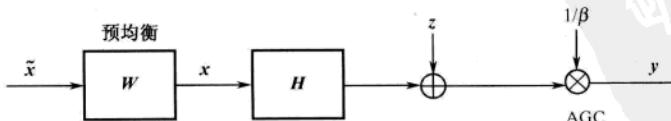


图 12.5 线性预均衡

可以用预均衡器的加权矩阵 $W \in \mathbb{C}^{N_{Tx} \times N_{Tx}}$ 表示预均衡, 因此可以将预编码符号向量 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_{Tx} \times 1}$ 表示为

$$\mathbf{x} = W\tilde{\mathbf{x}} \quad (12.15)$$

其中, $\tilde{\mathbf{x}}$ 为原来的发射符号向量。在采用迫零 (ZF) 均衡的情况下, 相应的加权矩阵 (假设信道矩阵是方阵) 可以表示为

$$\mathbf{W}_{\text{ZF}} = \beta \mathbf{H}^{-1} \quad (12.16)$$

其中, β 为满足预均衡后总发射功率不变的常数, 由下式给定:

$$\beta = \sqrt{\frac{N_{\text{Tx}}}{\text{Tr}(\mathbf{H}^{-1}(\mathbf{H}^{-1})^H)}} \quad (12.17)$$

如图 12.5 所示, 为了补偿发射机的放大影响 (系数为 β), 接收机必须使用自动增益控制 (AGC) 对接收信号进行调整, 即除以 β 。最终, 接收信号 \mathbf{y} 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \frac{1}{\beta} (\mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{ZF}} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{z}) \\ &= \frac{1}{\beta} (\mathbf{H} \beta \mathbf{H}^{-1} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{z}) \\ &= \tilde{\mathbf{x}} + \frac{1}{\beta} \mathbf{z} \\ &= \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}} \end{aligned} \quad (12.18)$$

除了 ZF 预均衡之外, 还可以采用 MMSE 预均衡, 相应的加权矩阵可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{MMSE}} &= \beta \times \arg \min_{\mathbf{W}} E \left\{ \left\| \beta^{-1} (\mathbf{H} \mathbf{W} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{z}) - \tilde{\mathbf{x}} \right\|^2 \right\} \\ &= \beta \times \mathbf{H}^H \left(\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (12.19)$$

其中, β 仍然是为了满足总发射功率约束的常数。可以用式 (12.17) 计算 β , 但是需要将 \mathbf{H}^{-1} 替换为 $\mathbf{H}^H \left(\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right)^{-1}$ [250]。注意, 在发射端使用预均衡的效果比在接收端使用均衡的效果更好。

这是因为接收机在均衡的过程中会受到噪声增强的影响。

运行程序 12.3 (“pre_MMSE.m”) 可以仿真 MMSE 预均衡的 BER 性能, 运行结果如图 12.6 所示。该图分别显示了基于 ZF/MMSE 均衡的接收机性能和根据式 (12.19) 的基于 MMSE 预均衡的发射机性能。从图 12.6 中可以清楚地看出发射端 MMSE 预均衡方案优于接收端的均衡方案。

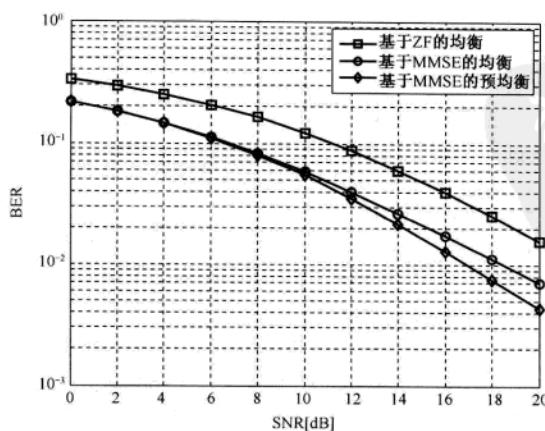


图 12.6 接收端 ZF/MMSE 均衡与发射端 MMSE 预均衡的性能比较

MATLAB 程序：MMSE 预均衡

程序 12.3 “pre_MMSE.m”: MMSE 预均衡

```
% pre_MMSE.m
clear all; clf
%%%%%%%%% 参数设置 %%%%%%
N_frame = 100; % 帧数
N_packet = 1000; % 分组数
b = 2; % 每符号比特数
M = 2^b; % 调制阶数
mod_obj = modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','Gray','InputType','bit');
demod_obj = modem.qamdemod(mod_obj);
NT = 4;
NR = 4;
sq2 = sqrt(2);
I = eye(NR,NR);
N_pbits = N_frame*NT*b;
N_tbits = N_pbits*N_packet;
fprintf('=====\\n');
fprintf(' Pre-MMSE transmission');
fprintf('\\n %d x %d MIMO\\n %d QAM', NT,NR,M);
fprintf('\\n Simulation bits : %d',N_tbits);
fprintf('\\n=====\\n');
SNRdBs = [0:2:20];
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    noise_var = NT*0.5*10^(-SNRdB/10);
    sigma = sqrt(noise_var);
    rand('seed',1); randn('seed',1);
    N_ebits = 0;
    %%%%%% 百分比 %%%%%% 发射机 %%%%%%
    for i_packet = 1 : N_packet
        msg_bit = randint(N_pbits,1); % 比特生成
        symbol = modulate(mod_obj,msg_bit).';
        Scale = modnorm(symbol,'avpow',1); % 归一化
        Symbol_normalized = reshape(Scale*symbol,NT,N_frame);
        H = (randn(NR,NT)+j*randn(NR,NT))/sq2;
        temp_W = H*inv(H*H'+noise_var*I);
        beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W)); % 式(12.17)
        W = beta*temp_W;
        Tx_signal = W*Symbol_normalized;
        %%%%%% 百分比 %%%%%% 信道和噪声 %%%%%%
        Rx_signal = H*Tx_signal+sigma*(randn(NR,N_frame)+j*randn(NR,N_frame));
        %%%%%% 百分比 %%%%%% 接收机 %%%%%%
        y = Rx_signal/beta; % 式(12.18)
        Symbol_hat = reshape(y/Scale,NT*N_frame,1);
    end
end
```

```

msg_hat = demodulate(demod_obj,Symbol_hat);
N_ebits = N_ebits + sum(msg_hat==msg_bit);
end
BER(i_SNR) = N_ebits/N_tbits;
end
semilogy(SNRdBs,BER,'k','LineWidth',2)
hold on, grid on
xlabel('SNR[dB]', ylabel('BER')
legend('Pre-MMSE transmission')

```

12.4 天线选择技术

MIMO 系统的优点是在不增加额外发射功率和频谱资源的前提下, 可以获得更好的性能。然而, MIMO 系统的主要缺点是当使用多天线时需要额外的高成本的射频 (RF) 模块。通常, RF 模块包含低噪放大器 (LNA)、下变频器和模/数转换器 (ADC)。为了降低多 RF 模块的成本, 可以应用天线选择技术, 使用比发射天线数少的 RF 模块。图 12.7 给出了天线选择的点对点配置, 其中只使用 Q 个 RF 模块支持 N_{Tx} 根发射天线 ($Q < N_{\text{Tx}}$)。需要将 Q 个 RF 模块有选择地映射到 N_{Tx} 根天线中的 Q 根天线。

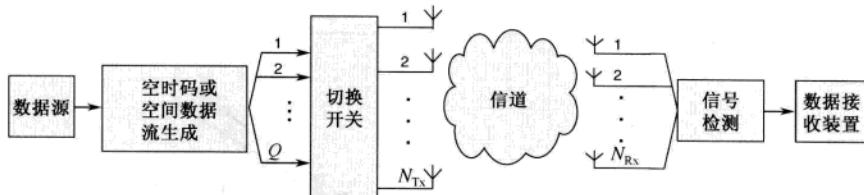


图 12.7 天线选择: Q 个RF模块和 N_{Tx} 根发射天线 ($Q < N_{\text{Tx}}$)

因为从 N_{Tx} 根发射天线中选择 Q 根, 所以可以用矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}}$ 中的 Q 列表示有效信道。令 p_i 表示选定的第 i 列的编号, $i = 1, 2, \dots, Q$ 。可以用 $N_{\text{Rx}} \times Q$ 矩阵建模相应的有效信道, 记为 $\mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times Q}$ 。令 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ 表示被映射到 Q 根选定天线上的空-时码或者空间复用数据流。然后, 可以将接收信号 \mathbf{y} 表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_x}{Q}} \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (12.20)$$

其中, $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times 1}$ 为加性噪声向量。式 (12.20) 的系统容量取决于选择哪些发射天线和选择的发射天线数量。下面讨论如何通过天线选择技术提高系统容量。

12.4.1 最优天线选择技术

从 N_{Tx} 根发射天线中选取 Q 根天线以便使信道容量最大。当限定总的发射功率为 P 时, Q 根选定发射天线的信道容量为

$$C = \max_{\mathbf{R}_{xx}, \{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^H_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \right) \text{ bps/Hz} \quad (12.21)$$

其中, \mathbf{R}_{xx} 为 $Q \times Q$ 的协方差矩阵。如果对所有选定的发射天线等分功率, $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{I}_Q$, 那么对于给定的 $\{p_i\}_{i=1}^Q$, 得到的信道容量为

$$C_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \triangleq \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \mathbf{H}^H_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \right) \text{ bps/Hz} \quad (12.22)$$

对所有可能的天线组合计算式 (12.22), 可以实现 Q 根天线的最优选择。为了最大化系统容量, 必须选择具有最大容量的天线, 即

$$\{p_1^{\text{opt}}, p_2^{\text{opt}}, \dots, p_Q^{\text{opt}}\} = \arg \max_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\} \in \mathcal{A}_Q} C_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \quad (12.23)$$

其中, \mathcal{A}_Q 表示由 Q 根选定天线所有可能的组合形成的集合。注意, $|\mathcal{A}_Q| = \binom{N_{\text{Tx}}}{Q}$ 。也就是说, 考虑式 (12.23) 中所有可能的天线组合涉及极高的复杂度, 特别是当 N_{Tx} 很大时。因此, 需要设计一些能够降低复杂度的方法。在 12.4.2 节中, 我们将考虑这一特殊问题。如图 12.8 所示为 $N_{\text{Tx}}=4$ 、 $N_{\text{Rx}}=4$, 选定的天线数量分别为 $Q=1, 2, 3, 4$ 时的信道容量曲线。从图中可以清楚地看到, 信道容量随选定天线的数量成比例增加。当 SNR 小于 10 dB 时, 选择三根天线就能够保证与使用所有四根天线具有相同的信道容量。利用程序 12.4 (“MIMO_channel_cap_ant_sel_optimal.m”) 可以计算采用最优天线选择方案的 MIMO 信道容量。通过设置参数 $\text{sel_ant}=1, 2, 3, 4$, 可以改变选定天线的数量。

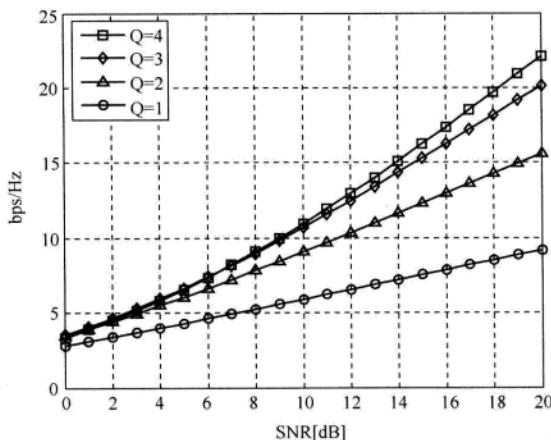


图 12.8 采用最优天线选择技术的信道容量: $N_{\text{Tx}}=N_{\text{Rx}}=4$, $Q=1, 2, 3, 4$

MATLAB 程序: 采用最优天线选择技术的信道容量

程序 12.4 (“MIMO_channel_cap_ant_sel_optimal.m”), 采用最优天线选择技术的信道容量

```
% MIMO_channel_cap_ant_sel_optimal.m
clear all; clf
NT = 4;
NR = 4;
MaxIter = 1000;
I = eye(NR,NR);
```

```

sq2 = sqrt(2);
sel_ant = 1;
SNRdBs = [0:2:20];
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    SNR_sel_ant = 10^(SNRdB/10)/sel_ant;
    rand('seed',1); randn('seed',1);
    cum = 0;
    for i = 1 : MaxIter
        H = (randn(NR,NT)+j*randn(NR,NT))/sq2;
        if sel_ant > NT | sel_ant < 1
            error('sel_ant must be between 1 and NT!');
        else
            indices = nchoosek([1:NT],sel_ant);
        end
        for n = 1 : size(indices,1)
            Hn = H(:,indices(n,:));
            log_SH(n) = log2(real(det(I+SNR_sel_ant*Hn*Hn')));
        end
        cum = cum + max(log_SH);
    end
    sel_capacity(i_SNR) = cum/MaxIter;
end
plot(SNRdBs,sel_capacity,'k-o', 'LineWidth',2)
hold on,grid on
xlabel('SNR[dB]'), ylabel('bps/Hz')

```

12.4.2 复杂度降低的天线选择技术

正如 12.4.1 节中提到的, 式 (12.23) 中最优天线选择的复杂度太高, 其复杂度依赖于可以获得的发射天线的总数。为了降低复杂度, 我们需要借助次优的方案。例如, 按照信道容量增加的升序排列, 选择额外的天线。更具体地, 首先选择一根具有最大信道容量的天线:

$$\begin{aligned}
 p_1^{\text{subopt}} &= \arg \max_{p_1} C_{\{p_1\}} \\
 &= \arg \max_{p_1} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{\{p_1\}} \mathbf{H}_{\{p_1\}}^H \right)
 \end{aligned} \tag{12.24}$$

给定第一根选择的天线后, 选择第二根天线使得信道容量最大:

$$\begin{aligned}
 p_2^{\text{subopt}} &= \arg \max_{p_2 \neq p_1^{\text{subopt}}} C_{\{p_1^{\text{subopt}}, p_2\}} \\
 &= \arg \max_{p_2 \neq p_1^{\text{subopt}}} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, p_2\}} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, p_2\}}^H \right)
 \end{aligned} \tag{12.25}$$

n 次迭代后得到 $\{p_1^{\text{subopt}}, p_2^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}$, 额外增加一根天线 (如天线 I) 的信道容量为

$$\begin{aligned}
C_l &= \log_2 \det \left\{ \mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \left(\mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}}^H + \mathbf{H}_{\{l\}} \mathbf{H}_{\{l\}}^H \right) \right\} \\
&= \log_2 \det \left\{ \mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}}^H \right\} \\
&\quad + \log_2 \left\{ 1 + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{\{l\}} \left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}}^H \right)^{-1} \mathbf{H}_{\{l\}}^H \right\}
\end{aligned} \tag{12.26}$$

根据下面的等式, 可以推导出式 (12.26):

$$\begin{aligned}
\det(\mathbf{A} + \mathbf{u}\mathbf{v}^H) &= (1 + \mathbf{v}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{u}) \det(\mathbf{A}) \\
\log_2 \det(\mathbf{A} + \mathbf{u}\mathbf{v}^H) &= \log_2 (1 + \mathbf{v}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{u}) \det(\mathbf{A}) = \log_2 \det(\mathbf{A}) + \log_2 (1 + \mathbf{v}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{u})
\end{aligned} \tag{12.27}$$

其中

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}}^H \\
\mathbf{u} &= \mathbf{v} = \sqrt{\frac{E_x}{QN_0}} \mathbf{H}_{\{l\}}
\end{aligned}$$

额外增加的第 $n+1$ 根天线应使式 (12.26) 中的信道容量最大:

$$\begin{aligned}
p_{n+1}^{\text{subopt}} &= \arg \max_{l \notin \{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}} C_l \\
&= \arg \max_{l \notin \{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}} \mathbf{H}_{\{l\}} \left(\frac{QN_0}{E_x} \mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}} \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}}^H \right)^{-1} \mathbf{H}_{\{l\}}^H
\end{aligned} \tag{12.28}$$

继续这个过程, 直到 Q 根天线都被选定为止, 即反复迭代式 (12.28) 直到 $n+1=Q$ 。在选择过程中, 对于所有的 $l \in \{1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}\} - \{p_1^{\text{subopt}}, p_2^{\text{subopt}}, \dots, p_n^{\text{subopt}}\}$, 只需要一次矩阵求逆。

此外, 按照信道容量减小的降序排列, 删减容量减小最少的天线, 同样可以实现上述过程。令 S_n 表示在第 n 次迭代中的天线编号集合。在第一步中, 我们考虑所有天线, $S_1 = \{1, 2, \dots, N_{\text{Tx}}\}$, 并且选择对信道容量贡献最小的天线:

$$p_1^{\text{deleted}} = \arg \max_{p_1 \in S_1} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{S_1 - \{p_1\}} \mathbf{H}_{S_1 - \{p_1\}}^H \right) \tag{12.29}$$

然后, 从天线编号集合中删除式 (12.29) 选择的天线, 更新剩余天线的集合为 $S_2 = S_1 - \{p_1^{\text{deleted}}\}$ 。如果 $|S_2| = N_{\text{Tx}} - 1 > Q$, 则选择另一根天线进行删除。在当前天线集合 S_2 中, 选择对信道容量贡献最小的那一根天线进行删除, 即

$$p_2^{\text{deleted}} = \arg \max_{p_2 \in S_2} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}} + \frac{E_x}{QN_0} \mathbf{H}_{S_2 - \{p_2\}} \mathbf{H}_{S_2 - \{p_2\}}^H \right) \tag{12.30}$$

更新剩余天线的集合为 $S_3 = S_2 - \{p_2^{\text{deleted}}\}$ 。继续这个过程, 直到选择了所有 Q 根天线, 即 $|S_n|=Q$ 。注意, 采取降序选择方法的复杂度比采取升序选择方法的复杂度高。然而, 从性能角度看, 当 $1 < Q < N_{\text{Tx}}$ 时, 降序选择方法要优于升序选择方法。这主要因为降序选择方法在删除第一根天线之前, 考虑了原信道增益矩阵的所有列向量之间的相关性。当 $Q = N_{\text{Tx}} - 1$ 时, 降序选择方法可以得到与式 (12.23) 中最优天线选择方法相同的天线集合。然而, 当 $Q=1$ 时, 升序选择方法可以得到与式 (12.23) 中最优天线选择方法相同的天线集合, 并且获得了比其他选择方法更好的

性能。然而,除了上面两种特殊情况之外,这些方法通常都是次优的。

可以由程序 12.5 (“MIMO_channel_cap_ant_sel_subopt.m”) 计算得到上述两种选择方法的信道容量,其中用 $sel_ant=1,2,\dots,N_{Tx}-1$ 来设置选择的天线数,变量 $sel_method=0$ 或 1 表示采用降序或者升序。图 12.9 给出了选择不同天线数的信道容量,其中 $N_{Tx}=4$, $N_{Rx}=4$, 采用降序选择方法。通过比较图 12.9 和图 12.8,可以看到式 (12.28) 中的次优天线选择方法几乎获得了与式 (12.23) 中的最优天线选择方法相同的信道容量。

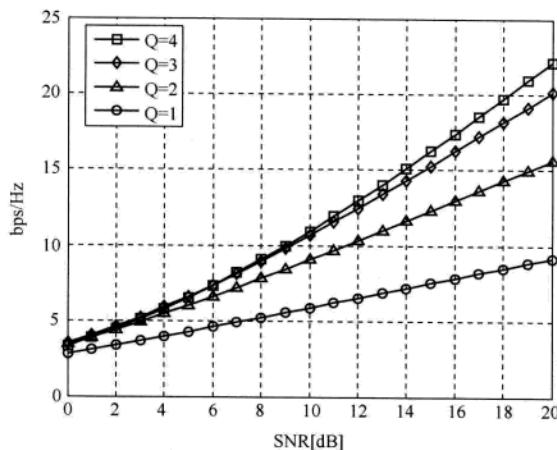


图 12.9 降序天线选择方法的信道容量

MATLAB 程序: 采用次优天线选择方法的信道容量

程序 12.5 “MIMO_channel_cap_ant_sel_subopt.m”, 采用次优天线选择方法的信道容量

```
% MIMO_channel_cap_ant_sel_subopt.m
clear all; clf
sel_ant = 2; % 选择的天线数
sel_method = 0; % 0/1 对应升序/降序选择
NT = 4; % 发射天线数
NR = 4; % 接收天线数
I = eye(NR,NR);
sq2 = sqrt(2);
SNRdBs = [0:2:20];
MaxIter = 1000;
for i_SNR = 1:length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    SNR_sel_ant = 10^(SNRdB/10)/sel_ant;
    rand('seed',1);
    randn('seed',1);
    cum = 0;
    for i = 1 : MaxIter
        if sel_method == 0
            sel_ant_indices = [];

```

```

rem_ant_indices = [1:NT];
else
    sel_ant_indices = [1:NT];
    del_ant_indices = [];
end
H = (randn(NR,NT)+j*randn(NR,NT))/sq2;
if sel_method == 0      % 升序选择法
    for current_sel_ant_number = 1 : sel_ant
        clear log_SH;
        for n = 1 : length(rem_ant_indices)
            Hn = H(:,[sel_ant_indices rem_ant_indices(n)]);
            log_SH(n) = log2(real(det(I+SNR_sel_ant*Hn'*Hn')));
        end
        maximum_capacity = max(log_SH);
        selected = find(log_SH == maximum_capacity);
        sel_ant_index = rem_ant_indices(selected);
        rem_ant_indices = [rem_ant_indices(1:selected-1) rem_ant_indices(selected+1:end)];
        sel_ant_indices = [sel_ant_indices sel_ant_index];
    end
else      % 降序选择法
    for current_del_ant_number = 1 : NT-del_ant
        clear log_SH;
        for n = 1 : length(sel_ant_indices)
            Hn = H(:,[sel_ant_indices(1:n-1) sel_ant_indices(n+1:end)]);
            log_SH(n) = log2(real(det(I+SNR_sel_ant*Hn'*Hn')));
        end
        maximum_capacity = max(log_SH);
        selected = find(log_SH == maximum_capacity);
        sel_ant_indices = [sel_ant_indices(1:selected-1) sel_ant_indices(selected+1:end)];
    end
    end
    cum = cum + maximum_capacity;
end
sel_capacity(i_SNR) = cum/MaxIter;
end
plot(SNRdBs,sel_capacity,'-ko', 'LineWidth',2)
hold on
xlabel('SNR[dB]'), ylabel('bps/Hz')
grid on
title('Capacity of suboptimally selected antennas')

```

12.4.3 OSTBC 的天线选择

在 12.4.2 节中, 将信道容量作为天线选择的设计准则。也可以将差错性能作为设计准则。换句话说, 选择发射天线以使差错概率最小。令 $\Pr\left(\mathbf{C}_i \rightarrow \mathbf{C}_j \mid \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}}\right)$ 表示在给定信道

$\mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}}$, $j \neq i$ 的条件下, 发射空-时码字为 \mathbf{C}_i 而解码为 \mathbf{C}_j 的成对差错概率。对于一个由 \mathbf{H} 的 Q 列组成的有效信道 $\mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}}$, OSTBC 的成对差错概率的上限为

$$\Pr\left(\mathbf{C}_i \rightarrow \mathbf{C}_j \mid \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho \left\| \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \mathbf{E}_{i,j} \right\|_F^2}{2N_{\text{Tx}}}}\right) \leq \exp\left(-\frac{\rho \left\| \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \mathbf{E}_{i,j} \right\|_F^2}{4N_{\text{Tx}}}\right) \quad (12.31)$$

上式中的上限与 10.2.2 节中的上限类似。选择 Q 根发射天线, 使式 (12.31) 中的上限最小, 或等价于:

$$\begin{aligned} \{p_1^{\text{opt}}, p_2^{\text{opt}}, \dots, p_Q^{\text{opt}}\} &= \arg \max_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\} \in \mathcal{A}_Q} \left\| \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \mathbf{E}_{i,j} \right\|_F^2 \\ &= \arg \max_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\} \in \mathcal{A}_Q} \text{Tr} \left[\mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}}^H \right] \\ &= \arg \max_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\} \in \mathcal{A}_Q} \text{Tr} \left[\mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}}^H \right] \\ &= \arg \max_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\} \in \mathcal{A}_Q} \left\| \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \right\|_F^2 \end{aligned} \quad (12.32)$$

在式 (12.32) 的推导过程中使用了误差矩阵 $\mathbf{E}_{i,j}$ 的性质: $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H = a\mathbf{I}$, 其中 a 是常数。由式 (12.32) 可以看出, 为了最小化差错概率, 选择最高列范数对应的天线。在接收端, 选择的 Q 根天线 $\{p_i\}_{i=1}^Q$ 的平均 SNR 为

$$\eta_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} = \frac{\rho}{Q} \left\| \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_Q\}} \right\|_F^2 \quad (12.33)$$

式 (12.32) 和式 (12.33) 说明一定要选择接收 SNR 最大的天线。将 \mathbf{H} 中 Q 个最高列范数的编号记为 $\{p_1^{\text{opt}}, p_2^{\text{opt}}, \dots, p_Q^{\text{opt}}\}$, 那么有下列不等式:

$$\frac{\left\| \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{opt}}, p_2^{\text{opt}}, \dots, p_Q^{\text{opt}}\}} \right\|_F^2}{Q} \geq \frac{\left\| \mathbf{H} \right\|_F^2}{N_{\text{Tx}}} \quad (12.34)$$

因为 $Q \leq N_{\text{Tx}}$, 所以还可以得到下面的不等式:

$$\begin{aligned} \left\| \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{opt}}, p_2^{\text{opt}}, \dots, p_Q^{\text{opt}}\}} \right\|_F^2 &= \left\| \mathbf{H}_{\{p_1^{\text{opt}}\}} \right\|_F^2 + \left\| \mathbf{H}_{\{p_2^{\text{opt}}\}} \right\|_F^2 + \dots + \left\| \mathbf{H}_{\{p_Q^{\text{opt}}\}} \right\|_F^2 \\ &\leq \left\| \mathbf{H}_{\{1\}} \right\|_F^2 + \left\| \mathbf{H}_{\{2\}} \right\|_F^2 + \dots + \left\| \mathbf{H}_{\{N_{\text{Tx}}\}} \right\|_F^2 \\ &= \left\| \mathbf{H} \right\|_F^2 \end{aligned} \quad (12.35)$$

其中, $\mathbf{H}_{\{k\}}$ 表示 \mathbf{H} 的第 k 列。从式 (12.34) 和式 (12.35) 可以得到选择的最优天线在接收端平均 SNR 的范围为

$$\frac{\rho}{Q} \left\| \mathbf{H} \right\|_F^2 \geq \eta_{\{p_1^{\text{opt}}, p_2^{\text{opt}}, \dots, p_Q^{\text{opt}}\}} \geq \frac{\rho}{N_{\text{Tx}}} \left\| \mathbf{H} \right\|_F^2 \quad (12.36)$$

从式 (12.36) 可以看出, 平均接收 SNR 的上限和下限都是 $\left\| \mathbf{H} \right\|_F^2$ 的函数。这意味着当 \mathbf{H} 的元素是独立同分布的高斯分布时, 式 (12.23) 中的最优天线选择方案获得了 $N_{\text{Tx}} N_{\text{Rx}}$ 的分集阶数。

程序 12.6 (“Alamouti_2x1_ant_selection.m”) 仿真了式 (12.32) 中的天线选择方法, 其中天线方案为 Alamouti STBC, 运行结果如图 12.10 所示。图 12.10 中给出了 $Q=2$ 和 $N_{\text{Tx}}=4$ 时的 BER 性能。注意, 不需要在发射端使用额外的 RF 模块, 就能获得更多的分集增益。比较图 12.4 和图 12.10, 可以看出天线选择方法能够提供比预编码更多的增益。

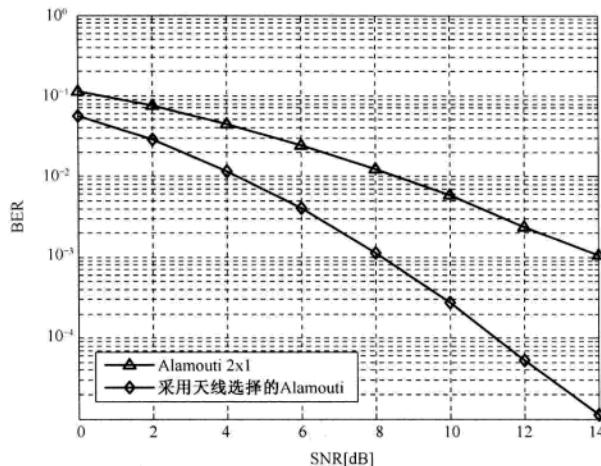


图 12.10 采用天线选择的 Alamouti STBC 方案的 BER 性能: $Q=2$, $N_{\text{Tx}}=4$

MATLAB 程序: OSTBC 的天线选择

程序 12.6 “Alamouti_2x1_ant_selection.m”, OSTBC 的天线选择

```
% Alamouti_2x1_ant_selection.m
clear all; clf
%%%%%%%%%%%%% 参数设置 %%%%%%
N_packet = 100;
N_frame = 100;
mod_order = 2;
M = 2^mod_order;
mod_obj = modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','Gray','InputType','bit');
demod_obj = modem.qamdemod(mod_obj);
% MIMO 参数
T_TX = 4;
NT = 2;
NR = 1;
n_bits = NT *mod_order*N_frame;
N_tbits = n_bits*N_packet;
fprintf('=====\\n');
fprintf('Ant_selection transmission');
fprintf('\\n %d x %d MIMO\\n %d QAM', NT ,NR,M);
fprintf('\\n Simulation bits : %d',N_tbits);
fprintf('\\n=====\\n');
SNRdBs = [0:2:20];
sq2 = sqrt(2);
```

```

for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    noise_var = NT *0.5*10^(-SNRdB/10);
    sigma = sqrt(noise_var);
    rand('seed',1); randn('seed',1);
    N_ebits = 0;
    %%%%%%%% 百分比
    for i_packet = 1 : N_packet
        msg_bit = randint(n_bits,1);      % 比特生成
        s = modulate(mod_obj,msg_bit);
        Scale = modnorm(s,'avpow',1);    % 归一化因子
        S=reshape(Scale*s,NT ,1,N_frame);
        Tx_symbol=[S(1,1,:)-conj(S(2,1,:));
                   S(2,1,:)-conj(S(1,1,:))]; % 信道和噪声
        H = (randn(NR,T_TX)+j*randn(NR,T_TX))/sq2;
        for TX_index = 1 : T_TX
            ch(TX_index) = norm(H(:,TX_index),'fro');
        end
        [val,Index] = sort(ch,'descend');
        Hs = H(:,Index([1 2]));
        norm_H2=norm(Hs,'fro')^2;      % 选择的 H 及其 2-范数
        for i=1:N_frame
            Rx(:,:,i) = Hs*Tx_symbol(:,:,i) + ...
                         sigma*(randn(NR,2)+j*randn(NR,2));
        end
        %%%%%%%% 百分比
        for i = 1 : N_frame
            y(1,i) = (Hs(1)'*Rx(:,1,i)+Hs(2)'*Rx(:,2,i))/norm_H2;
            y(2,i) = (Hs(2)'*Rx(:,1,i)-Hs(1)'*Rx(:,2,i))/norm_H2;
        end
        S_hat = reshape(y/Scale,NT *N_frame,1);
        msg_hat = demodulate(demod_obj,S_hat);
        N_ebits = N_ebits + sum(msg_hat==msg_bit);
    end
    BER(i_SNR) = N_ebits/N_tbits;
end
semilogy(SNRdBs,BER,'k^', 'LineWidth',2)
hold on, grid on
xlabel('SNR[dB]'), ylabel('BER')
legend('Ant-selection transmission')

```

13 章

多用户 MIMO

在第 9 章中, 我们已经证明了 $N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}$ 单用户 MIMO 系统的信道容量与 $N_{\min} = \min(N_{\text{Tx}}, N_{\text{Rx}})$ 成正比^[211, 251~253]。事实上, 在高信噪比情况下, MIMO 技术是一种增加容量的必要方法, 它能够提供最多 N_{\min} 个空间自由度。在单用户 MIMO 系统中, 空间复用技术能够支持高数据速率的点对点传输, 同时还能提供空间分集增益。然而, 大多数的通信系统需要处理共享相同无线资源的多个用户。图 13.1 显示了一个典型的多用户通信环境: 在蜂窝系统中, 一个基站 (BS) 同时服务多个移动台 (MS)。在图 13.1 中, 从四个用户中选择三个, 并为他们分配通信资源, 如时间、频率和空间流。假设 BS 和每个 MS 分别有 N_B 和 N_M 根天线。因为 K 个独立的用户可以形成一个 $K \cdot N_M$ 的虚天线集, 当与一个具有 N_B 根天线的 BS 通信时, 这种端到端配置可以被认为是一个 $(K \cdot N_M) \times N_B$ 的 MIMO 下行系统, 或者被认为是一个 $N_B \times (K \cdot N_M)$ 的 MIMO 上行系统。在这个多用户通信系统中, 多天线允许独立的用户在上行链路 (多对一) 同时发送各自的数据流, 或者 BS 在下行链路 (一对多) 向多个用户发送数据流, 其中每个用户独立解码。这归因于多天线增加了自由度, 如同在单用户 MIMO 系统中一样。

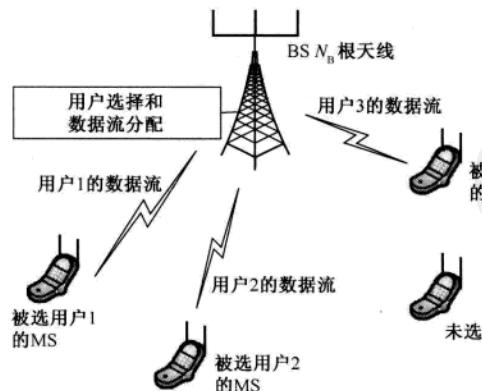


图 13.1 多用户 MIMO 通信系统: $K=4$

在多用户 MIMO 系统中, 下行和上行信道分别被称为广播信道 (Broadcast Channel, BC) 和多

址接入信道 (Multiple Access Channel, MAC)。在 MAC 中, 基站的接收机可以获得 K 个独立用户的所有数据流, 此时多用户 MIMO 系统相当于一个 $(K \cdot N_M) \times N_B$ 的上行单用户 MIMO 系统。因此, 与单用户 MIMO 系统类似, 可以证明多用户 MIMO 系统的上行容量与 $\min(N_B, K \cdot N_M)$ 成正比。

本章首先讨论多用户 MIMO 系统的数学模型和容量。然后, 给出预编码传输方案, 它是实现下行多用户 MIMO 系统的一个具体方法。

13.1 多用户 MIMO 系统的数学模型

考虑有 K 个独立用户的多用户 MIMO 系统。假设 BS 和每个 MS 分别配置 N_B 和 N_M 根天线。图 13.2 显示了具有 K 个独立用户的上行信道。令 $\mathbf{x}_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$, $u = 1, \dots, K$, 表示来自第 u 个用户的发送信号; $\mathbf{y}_{\text{MAC}} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ 表示 BS 的接收信号; $\mathbf{H}_u^{\text{UL}} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_M}$, $u = 1, \dots, K$, 表示第 u 个用户和基站之间的信道增益。那么, 接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{MAC}} &= \mathbf{H}_1^{\text{UL}} \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2^{\text{UL}} \mathbf{x}_2 + \dots + \mathbf{H}_K^{\text{UL}} \mathbf{x}_K + \mathbf{z} \\ &= \underbrace{\left[\mathbf{H}_1^{\text{UL}} \mathbf{H}_2^{\text{UL}} \dots \mathbf{H}_K^{\text{UL}} \right]}_{\mathbf{H}^{\text{UL}}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_K \end{bmatrix} + \mathbf{z} = \mathbf{H}^{\text{UL}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_K \end{bmatrix} + \mathbf{z} \end{aligned} \quad (13.1)$$

其中, $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ 为接收机的加性噪声, 将其建模为一个 ZMCSCG 随机向量。

另一方面, 图 13.3 显示了下行信道, 其中 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ 为 BS 的发射信号, $\mathbf{y}_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$ 为第 u 个用户的接收信号, $u = 1, 2, \dots, K$ 。令 $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{N_M \times N_B}$ 表示 BS 和第 u 个用户之间的信道增益。在 BC 中, 第 u 个用户的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_u = \mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{x} + \mathbf{z}_u, \quad u = 1, 2, \dots, K \quad (13.2)$$

其中, $\mathbf{z}_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$ 为第 u 个用户的加性 ZMCSCG 噪声。用单个向量表示所有用户的信号, 则整个系统可以表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_K \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K^{\text{DL}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{\text{DL}}} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{z}_K \end{bmatrix} \quad (13.3)$$

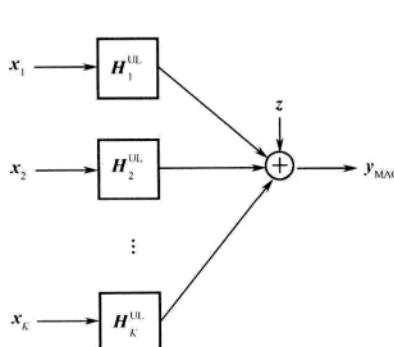


图 13.2 多用户 MIMO 系统的上行信道模型: MAC

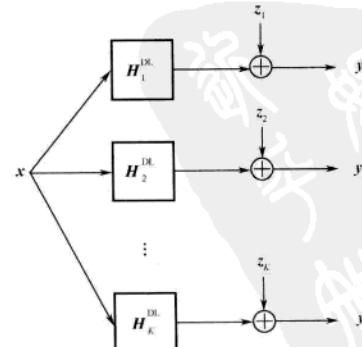


图 13.3 多用户 MIMO 系统的下行信道模型: BC

13.2 多用户 MIMO 系统的信道容量

基于 13.1 节中的数学模型, 本节讨论一些关于 AWGN 信道中 MAC 和 BC 信道容量的例子。

13.2.1 MAC 容量

在文献[280]中, 首先介绍了 MAC 的容量区域。令 P_u 和 R_u 分别表示在 K 个用户的 MIMO 系统中第 u 个用户的功率和数据速率, $u=1,2,\cdots,K$ 。参考图 13.2, $K=2$ 、 $N_M=1$ 的 MAC 容量区域为

$$\begin{aligned} R_1 &\leq \log_2 \left(1 + \left\| \mathbf{H}_1^{\text{UL}} \right\|^2 P_1 \right) \\ R_2 &\leq \log_2 \left(1 + \left\| \mathbf{H}_2^{\text{UL}} \right\|^2 P_2 \right) \\ R_1 + R_2 &\leq \log_2 \left(1 + \left\| \mathbf{H}_1^{\text{UL}} \right\|^2 P_1 + \left\| \mathbf{H}_2^{\text{UL}} \right\|^2 P_2 \right) \end{aligned} \quad (13.4)$$

图 13.4 给出了其示意图^[254]。在这种情况下, 接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{MAC}} &= \mathbf{H}_1^{\text{UL}} x_1 + \mathbf{H}_2^{\text{UL}} x_2 + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{UL}} & \mathbf{H}_2^{\text{UL}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13.5)$$

其中, x_u 为第 u 个用户的发射信号, $u=1,2$ 。为了得到图 13.4 中的 A 点, 检测信号 x_1 时假设用户 2 的信号为干扰。只要传输的速率小于相应的信道容量 $R_1 = \log_2 \left\{ 1 + \left\| \mathbf{H}_1^{\text{UL}} \right\|^2 P_1 \right\} / \left(1 + \left\| \mathbf{H}_2^{\text{UL}} \right\|^2 P_2 \right)$, x_1 就能被正确检测, 然后可以将其从接收信号中删除:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{\text{MAC}} = \mathbf{y}_{\text{MAC}} - \mathbf{H}_1^{\text{UL}} x_1 = \mathbf{H}_2^{\text{UL}} x_2 + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (13.6)$$

由无干扰的信号 $\tilde{\mathbf{y}}_{\text{MAC}}$ 检测 x_2 , 得到的速率 $R_2 = \log_2 \left(1 + \left\| \mathbf{H}_2^{\text{UL}} \right\|^2 P_2 \right)$ 。利用相反的检测顺序可以得到 C 点。在 AC 线段上的其他速率点, 如图 13.4 中的 B 点, 可以在 A 点和 C 点对应的多址接入方案间采用分时或速率分拆的方式获得。在文献[255]中, 已经证明了 MAC 的总速率容量与 $\min(N_B, K \cdot N_M)$ 成正比。

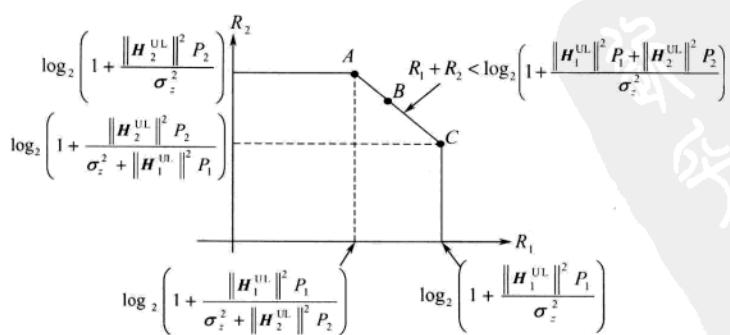


图 13.4 MAC 的容量区域: $K=2$ 和 $N_M=1$

13.2.2 BC 容量

高斯广播信道的容量区域仍然是一个没有解决的问题。本节将讨论在 $N_B=2$ 、 $N_M=1$ 、 $K=2$ 的情况下, 使用脏纸编码 (Dirty Paper Coding, DPC) 可以获得的下行信道容量^[256-258]。在这种情况下, 式 (13.3) 中的接收信号可以表示为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}_{BC}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{\text{DL}}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \end{bmatrix} \quad (13.7)$$

其中, $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{1 \times 2}$ 表示基站和第 u 个用户之间的信道矩阵, $u=1,2$; x_i 是第 i 根发射天线的发送信号, $i=1,2$ 。如果基站能够获得完全的信道信息, 那么可以对整个信道进行 LQ 分解:

$$\mathbf{H}^{\text{DL}} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}}_L \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{Q}} \quad (13.8)$$

其中

$$\begin{aligned} l_{11} &= \|\mathbf{H}_1^{\text{DL}}\| \\ \mathbf{q}_1 &= \frac{1}{l_{11}} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \\ l_{21} &= \mathbf{q}_1 \cdot (\mathbf{H}_2^{\text{DL}})^H \\ l_{22} &= \|\mathbf{H}_2^{\text{DL}} - l_{21} \mathbf{q}_1\| \\ \mathbf{q}_2 &= \frac{1}{l_{22}} (\mathbf{H}_2^{\text{DL}} - l_{21} \mathbf{q}_1) \end{aligned}$$

式 (13.8) 中, $\{\mathbf{q}_i\}_{i=1}^2$ 是正交行向量。给定 $\{\mathbf{q}_i\}_{i=1}^2$, 可以对发送信号进行预编码:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}}_x = \mathbf{Q}^H \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 - \frac{1}{l_{22}} l_{21} \tilde{x}_1 \end{bmatrix} \quad (13.9)$$

对于上述的预编码信号, 接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{BC} &= \mathbf{H}^{\text{DL}} \mathbf{x} + \mathbf{z} \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1^H & \mathbf{q}_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 - \frac{1}{l_{22}} l_{21} \tilde{x}_1 \end{bmatrix} + \mathbf{z} \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ 0 & l_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{z} \\ &= \begin{bmatrix} \|\mathbf{H}_1^{\text{DL}}\| & 0 \\ 0 & \|\mathbf{H}_1^{\text{DL}} - l_{21} \mathbf{q}_1\| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{z} \end{aligned} \quad (13.10)$$

从式 (13.10) 可以看到, 产生了两个无干扰的虚拟信道。假设将总功率 P 分为 αP 和 $(1-\alpha)P$ 两部分, 分别分配给第一个用户和第二个用户:

$$E\left\{ |x_1|^2 \right\} = E\left\{ |\tilde{x}_1|^2 \right\} = \alpha P$$

$$E\left\{\left|x_2\right|^2\right\}=E\left\{\left|\tilde{x}_2-\frac{l_{21}}{l_{22}}\tilde{x}_1\right|^2\right\}=(1-\alpha)P$$

第一个用户和第二个用户的容量分别为

$$R_1=\log_2\left(1+\left\|\mathbf{H}_1^{\text{DL}}\right\|^2\frac{\alpha P}{\sigma_z^2}\right) \quad (13.11)$$

$$R_2=\log_2\left(1+\left\|\mathbf{H}_2^{\text{DL}}-l_{21}\mathbf{q}_1\right\|^2\frac{(1-\alpha)P}{\sigma_z^2}\right) \quad (13.12)$$

如果选择的第二个用户满足 $l_{21}=0$ ，那么第二个用户的容量变为

$$R_2=\log_2\left(1+\left\|\mathbf{H}_2^{\text{DL}}\right\|^2\frac{(1-\alpha)P}{\sigma_z^2}\right) \quad (13.13)$$

在文献[258-263]中，利用上下行的对偶性得到了广播信道的容量。已经证明使用 DPC 的下行信道容量与多址接入信道的容量相同。在文献[264, 265]中证明了下行广播信道的总速率容量与 $\min(N_B, K \cdot N_M)$ 成正比，其中 N_B 为 BS 的天线数， N_M 为 MS 的天线数， K 为用户数。

13.3 广播信道的传输方式

在 BC 中，数据传输的主要困难是不能在接收机间直接进行协同信号检测，因此需要在 BS 消除数据间干扰。本节将考虑四种不同的传输方式：信道反转、块对角化（Block Diagonalization, BD）、脏纸编码和 Tomlinson-Harashima 预编码（Tomlinson-Harashima Precoding, THP）。

13.3.1 信道反转

假设 $K = N_B$ ，对于所有的用户 $N_M = 1$ 。令 \tilde{x}_u 表示第 u 个用户的信号， $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ 表示 BS 和第 u 个用户之间的信道矩阵， $u = 1, 2, \dots, K$ 。那么，第 u 个用户的接收信号可以表示为

$$y_u = \mathbf{H}_u^{\text{DL}} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \end{bmatrix} + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K \quad (13.14)$$

所有用户的接收信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \\ y_{\text{BC}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K^{\text{DL}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{\text{DL}}} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \\ z \end{bmatrix} \quad (13.15)$$

在式 (13.15) 中，每个用户的接收信号是一个标量；而在式 (13.2) 中，每个用户的接收信号是一个向量。由于每个用户配置一根天线，不能消除由其他信号引起的干扰。因而，可以考虑预编码技术，如信道反转和规则化信道反转^[266-273]。在多用户 MIMO 方案中，信道反转过程与第 12 章中讨论的 ZF 预均衡相同。唯一不同的是将式 (12.16) 中的 \mathbf{H} 替换为式 (13.15) 中的 \mathbf{H}^{DL} ^[266-270]。

与单用户 MIMO 的情形一样, 使用 MMSE 准则可以减轻噪声增强的影响, 也需要将式 (12.19) 中的 \mathbf{H} 替换为 \mathbf{H}^{DL} , 此时在多用户 MIMO 中将其称为规则化信道反转。

利用程序 13.1 (“multi_user_MIMO.m”) 可以得到多用户 MIMO 系统的 BER 性能, 通过设定 mode=0 或 mode=1 实现选择信道反转或规则化信道反转方式。图 13.5 比较了信道反转与规则化信道反转的 BER 性能, 其中 $N_B = 4$, $N_M = 1$, 从 $K = 20$ 个用户中选择 4 个信道范数最大的用户。

从图 13.5 中可以看出, 规则化信道反转方式获得了比信道反转方式更好的性能, 这归因于规则化信道反转方式能够减轻噪声增强的影响。

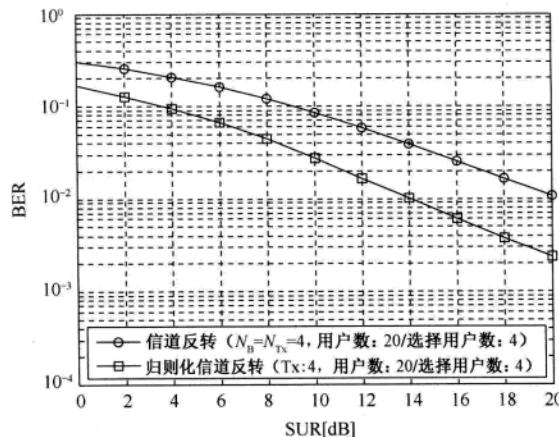


图 13.5 两种信道反转方式的BER性能

MATLAB 程序: 用于多用户 MIMO 系统的信道反转方式

程序 13.1 “multi_user_MIMO.m”, 采用信道反转的多用户 MIMO 系统

```
% multi_user_MIMO.m
clear all;
mode = 1; % 设置 mode=0 或 1, 分别表示信道反转或者规则化信道反转
N_frame = 10; % 帧数
N_packet = 200; % 分组数
b=2; % 每一 QPSK 的比特数
NT = 4;
N_user = 20;
N_act_user = 4;
I = eye(N_act_user,NT);
N_pbits = N_frame*NT*b; % 每一个分组中的比特数
N_tbits = N_pbits*N_packet; % 总比特数
SNRdBs = [0:2:20];
sq2 = sqrt(2);
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    N_ebits = 0;
```

```

sigma2 = NT*0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);
rand('seed',1);
randn('seed',1);
for i_packet = 1 : N_packet
    msg_bit = randint(1,N_pbites);      % 比特生成
    %%%%%%%%%%%%%%%%%
    symbol = QPSK_mapper(msg_bit).';
    x = reshape(symbol,NT,N_frame);
    for i_user = 1 : N_user
        H(i_user,:) = (randn(1,NT)+j*randn(1,NT))/sq2;
        Channel_norm(i_user) = norm(H(i_user,:));
    end
    [Ch_norm,Index] = sort(Channel_norm,'descend');
    H_used = H(Index(1:N_act_user),:);
    temp_W = H_used*inv(H_used'*H_used' + (mode==1)*sigma*I);
    beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W));    %式(12.17)
    W = beta*temp_W;  %式(12.19)
    Tx_signal = W*x;  % 在 Tx 的预均衡信号
    %%%%%%%%%%%%%%%%
    Rx_signal = H_used*Tx_signal + ...
        sigma*(randn(N_act_user,N_frame)+j*randn(N_act_user,N_frame));
    %%%%%%%%%%%%%%%%%
    x_hat = Rx_signal/beta;    % 式(12.18)
    symbol_hat = reshape(x_hat,NT*N_frame,1);
    symbol_sliced = QPSK_slicer(symbol_hat);
    demapped = QPSK_demapper(symbol_sliced);
    N_ebits = N_ebits + sum(msg_bit~=demapped);
end
BER(i_SNR) = N_ebits/N_tbits;
end
semilogy(SNRdBs,BER,'-o'), grid on

```

程序 13.2 “QPSK_mapper”

```

function [QPSK_symbols] = QPSK_mapper(bitseq)
QPSK_table = [1 -j -j -1]/sqrt(2);
for i = 1 : length(bitseq)/2
    temp = bitseq(2*(i-1)+1)*2 + bitseq(2*(i-1)+2);
    QPSK_symbols(i) = QPSK_table(temp+1);
end

```

程序 13.3 “QPSK slicer”

```

function [x_sliced] = QPSK_slicer(x)
    sq05 = 1 / sqrt(2);
    jsq05 = j * sq05;
    for i = 1 : length(x)
        if imag(x(i)) > real(x(i))

```

```

if imag(x(i)) > -real(x(i))
    x_sliced(i) = jsq05;
else
    x_sliced(i) = -jsq05;
end
else
    if imag(x(i)) > -real(x(i))
        x_sliced(i) = jsq05;
    else
        x_sliced(i) = -jsq05;
    end
end
end

```

程序 13.4 “QPSK_demapper”

```

function [bit_seq] = QPSK_demapper(x)
QPSK_table = [1 j -j -1]/sqrt(2);
Nx = length(x);
for i = 1 : Nx
    x_temp(2*(i-1)+1:2*i,1) = dec2bin(find(QPSK_table == x(i))-1,2);
end
for i = 1 : Nx*2
    bit_seq(i) = bin2dec(x_temp(i));
end

```

13.3.2 块对角化

在 13.3.1 节中, 我们将信道反转方式应用于每个用户具有一根天线的多用户情形。在信道反转方式中, 将目标信号 $x_{u_{\text{Tx}}}$ 之外的其他信号 ($x_u, u \neq u_{\text{Tx}}$) 看做干扰, 并且通过预编码将干扰从 $y_{u_{\text{Tx}}}$ 中消除。类似的方法可以应用于每个用户具有多根天线的多用户情形。源自同一信号的天线间干扰和其他用户的干扰都能在信道求逆过程中被消除或者减轻, 但从目标用户的角度来看, 噪声增强变得更加严重。在这种情况下, BD 方法将更加适用^[271~273]。与信道反转方式不同, BD 方法在预编码的过程中只消除来自其他用户的信号干扰。对于每一个用户的天线间干扰, 可以通过第 11 章中提到的各种信号检测方法消除。

令 $N_{M,u}$ 表示第 u 个用户的天线数, $u = 1, 2, \dots, K$ 。对于第 u 个用户的信号 $\tilde{x}_u \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times 1}$, 接收信号 $y_u \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times 1}$ 可以表示为

$$\begin{aligned}
y_u &= \mathbf{H}_u^{\text{DL}} \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_k \tilde{x}_k + \mathbf{z}_u \\
&= \mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_u \tilde{x}_u + \sum_{k=1, k \neq u}^K \mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_k \tilde{x}_k + \mathbf{z}_u
\end{aligned} \tag{13.16}$$

其中, $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times N_B}$ 为 BS 和第 u 个用户之间的信道矩阵, $\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{N_B \times N_{M,u}}$ 为第 u 个用户的预编码矩阵, \mathbf{z}_u 为噪声向量。考虑三个用户 ($K=3$) 情况下的接收信号:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \mathbf{y}_3 \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} & \mathbf{H}_1^{\text{DL}} & \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_2^{\text{DL}} & \mathbf{H}_2^{\text{DL}} & \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_3^{\text{DL}} & \mathbf{H}_3^{\text{DL}} & \mathbf{H}_3^{\text{DL}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{\text{DL}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1 \\ \mathbf{W}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2 \\ \mathbf{W}_3 \tilde{\mathbf{x}}_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \mathbf{z}_3 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \mathbf{W}_1 & \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \mathbf{W}_2 & \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \mathbf{W}_3 \\ \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \mathbf{W}_1 & \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \mathbf{W}_2 & \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \mathbf{W}_3 \\ \mathbf{H}_3^{\text{DL}} \mathbf{W}_1 & \mathbf{H}_3^{\text{DL}} \mathbf{W}_2 & \mathbf{H}_3^{\text{DL}} \mathbf{W}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_1 \\ \tilde{\mathbf{x}}_2 \\ \tilde{\mathbf{x}}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \mathbf{z}_3 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{13.17}$$

其中, $\{\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_k\}$ 表示 BS 发射第 k 个用户信号且第 u 个用户接收时的有效信道矩阵, $u, k = 1, 2, \dots, K$ 。注意, 除非式 (13.16) 中 $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_k = \mathbf{0}_{N_{\text{M},u} \times N_{\text{M},u}}$, $\forall u \neq k$, 否则 $\{\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_k\}_{u \neq k}$ 会对第 u 个用户产生干扰, 其中 $\mathbf{0}_{N_{\text{M},u} \times N_{\text{M},u}}$ 是一个零矩阵。换句话说, 只要式 (13.17) 中的有效信道矩阵能够被块对角化, 就能保障无干扰传输, 即需要满足:

$$\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_k = \mathbf{0}_{N_{\text{M},u} \times N_{\text{M},u}}, \forall u \neq k \tag{13.18}$$

为了满足总发射功率的约束, 预编码矩阵 $\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{N_{\text{B}} \times N_{\text{M},u}}$ 必须是酉矩阵, $u = 1, 2, \dots, K$ 。在式 (13.18) 的条件下, 式 (13.16) 中的接收信号是无干扰的, 即

$$\mathbf{y}_u = \mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_u \tilde{\mathbf{x}}_u + \mathbf{z}_u, \quad u = 1, 2, \dots, K \tag{13.19}$$

一旦构建了式 (13.19) 中的无干扰信号, 就能利用第 11 章中的各种信号检测方法估计 $\tilde{\mathbf{x}}_u$ 。

现在, 我们讨论如何获得满足式 (13.18) 的 $\{\mathbf{W}_k\}_{k=1}^K$ 。构建除了第 u 个用户外的其他所有用户的信道矩阵:

$$\tilde{\mathbf{H}}_u^{\text{DL}} = \left[\left(\mathbf{H}_1^{\text{DL}} \right)^{\text{H}} \cdots \left(\mathbf{H}_{u-1}^{\text{DL}} \right)^{\text{H}} \left(\mathbf{H}_{u+1}^{\text{DL}} \right)^{\text{H}} \cdots \left(\mathbf{H}_K^{\text{DL}} \right)^{\text{H}} \right]^{\text{H}} \tag{13.20}$$

当所有激活用户的天线总数与基站的天线数相同时, $N_{\text{M},\text{total}} = \sum_{u=1}^K N_{\text{M},u} = N_{\text{B}}$, 式 (13.18) 等价于

$$\tilde{\mathbf{H}}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_u = \mathbf{0}_{(N_{\text{M},\text{total}} - N_{\text{M},u}) \times N_{\text{M},u}}, \quad u = 1, 2, \dots, K \tag{13.21}$$

上式说明设计出的预编码矩阵 $\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{N_{\text{B}} \times N_{\text{M},u}}$ 必须落在 $\tilde{\mathbf{H}}_u^{\text{DL}}$ 的零空间¹中。对于 $K = 3$ 的情况, 如果满足式 (13.21), 那么式 (13.17) 中的接收信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \mathbf{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \mathbf{W}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \mathbf{W}_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_3^{\text{DL}} \mathbf{W}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_1 \\ \tilde{\mathbf{x}}_2 \\ \tilde{\mathbf{x}}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \mathbf{z}_3 \end{bmatrix} \tag{13.22}$$

现在, 我们讨论怎样设计满足式 (13.21) 的预编码。矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_u^{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{(N_{\text{M},\text{total}} - N_{\text{M},u}) \times N_{\text{B}}}$ 的尺寸小于 $\min(N_{\text{M},\text{total}} - N_{\text{M},u}, N_{\text{B}})$ 。如果假设 $N_{\text{M},\text{total}} = N_{\text{B}}$, 则 $\min(N_{\text{M},\text{total}} - N_{\text{M},u}, N_{\text{B}}) = N_{\text{B}} - N_{\text{M},u}$ 。那么 $\tilde{\mathbf{H}}_u^{\text{DL}}$ 的 SVD 可以表示为

$$\tilde{\mathbf{H}}_u^{\text{DL}} = \tilde{\mathbf{U}}_u \tilde{\mathbf{A}}_u \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_u^{\text{non-zero}} & \tilde{\mathbf{V}}_u^{\text{zero}} \end{bmatrix}^{\text{H}} \tag{13.23}$$

¹ 一个矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ 的零空间定义为 $\text{Null}(\mathbf{A}) = \{x \in \mathbb{C}^{1 \times n} \mid \mathbf{A}x = \mathbf{0}_m\}$ 。如果一个矩阵落入 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ 的零空间, 那么这个矩阵所有列向量都在 $\text{Null}(\mathbf{A})$ 内。

其中, $\tilde{V}_u^{\text{non-zero}} \in \mathbb{C}^{(N_{\text{M, total}} - N_{\text{M}, u}) \times N_{\text{B}}}$ 和 $\tilde{V}_u^{\text{zero}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{M}, u} \times N_{\text{B}}}$ 分别由非零奇异值和零奇异值对应的右奇异向量组成。将 \tilde{H}_u^{DL} 和 $\tilde{V}_u^{\text{zero}}$ 相乘, 可以得到下面的关系式:

$$\begin{aligned}\tilde{H}_u^{\text{DL}} \tilde{V}_u^{\text{zero}} &= \tilde{U}_u \begin{bmatrix} \tilde{A}_u^{\text{non-zero}} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\tilde{V}_u^{\text{non-zero}})^H \\ (\tilde{V}_u^{\text{zero}})^H \end{bmatrix} \tilde{V}_u^{\text{zero}} \\ &= \tilde{U}_u \tilde{A}_u^{\text{non-zero}} (\tilde{V}_u^{\text{non-zero}})^H \tilde{V}_u^{\text{zero}} \\ &= \tilde{U}_u \tilde{A}_u^{\text{non-zero}} \mathbf{0} \\ &= \mathbf{0}\end{aligned}\quad (13.24)$$

从式 (13.24) 可以看出 $\tilde{V}_u^{\text{zero}}$ 是 \tilde{H}_u^{DL} 的零空间。也就是说, 将一个信号以 $\tilde{V}_u^{\text{zero}}$ 方向发送, 第 u 个用户以外的其他所有用户根本接收不到该信号。因此, 可以用 $\mathbf{W}_u = \tilde{V}_u^{\text{zero}}$ 对第 u 个用户的信号进行预编码。

举一个 $N_{\text{B}} = 4$, $K = 2$, $N_{\text{M}, 1} = N_{\text{M}, 2} = 2$ 的例子:

$$\begin{aligned}\tilde{H}_1^{\text{DL}} &= \tilde{U}_1 \tilde{A}_1 \begin{bmatrix} \tilde{V}_1^{\text{non-zero}} & \tilde{V}_1^{\text{zero}} \end{bmatrix}^H \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{u}_{11} & \tilde{u}_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\lambda}_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{\lambda}_{12} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{11} & \tilde{v}_{12} & \tilde{v}_{13} & \tilde{v}_{14} \end{bmatrix}^H\end{aligned}\quad (13.25)$$

$$\begin{aligned}\tilde{H}_2^{\text{DL}} &= \tilde{U}_2 \tilde{A}_2 \begin{bmatrix} \tilde{V}_2^{\text{non-zero}} & \tilde{V}_2^{\text{zero}} \end{bmatrix}^H \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{u}_{21} & \tilde{u}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\lambda}_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{\lambda}_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{21} & \tilde{v}_{22} & \tilde{v}_{23} & \tilde{v}_{24} \end{bmatrix}^H\end{aligned}\quad (13.26)$$

由式 (13.25) 和式 (13.26) 可以得到下面的预编码矩阵 $\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{4 \times 2}$, $u = 1, 2$:

$$\begin{aligned}\mathbf{W}_1 &= \tilde{V}_1^{\text{zero}} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{13} & \tilde{v}_{14} \end{bmatrix} \\ \mathbf{W}_2 &= \tilde{V}_2^{\text{zero}} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{23} & \tilde{v}_{24} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (13.27)$$

由 \mathbf{W}_1 和 \mathbf{W}_2 构建下面的发送信号 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{4 \times 1}$:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{W}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2 \quad (13.28)$$

其中, $\tilde{\mathbf{x}}_u \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$ 为第 u 个用户的信号, $u = 1, 2$ 。第一个用户的接收信号为

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_1 &= \tilde{H}_1^{\text{DL}} \mathbf{x} + \mathbf{z}_1 \\ &= \tilde{H}_1^{\text{DL}} (\mathbf{W}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{W}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2) + \mathbf{z}_1 \\ &= \tilde{H}_2^{\text{DL}} (\tilde{V}_1^{\text{zero}} \tilde{\mathbf{x}}_1 + \tilde{V}_2^{\text{zero}} \tilde{\mathbf{x}}_2) + \mathbf{z}_1 \\ &= \tilde{H}_2^{\text{DL}} \tilde{V}_1^{\text{zero}} \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{z}_1 \\ &= \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \tilde{V}_1^{\text{zero}} \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{z}_1\end{aligned}\quad (13.29)$$

在推导式 (13.29) 的过程中, 运用了 $\mathbf{H}_1^{\text{DL}} = \tilde{H}_2^{\text{DL}}$ 和 $\mathbf{H}_2^{\text{DL}} = \tilde{H}_1^{\text{DL}}$ 的事实。从式 (13.29) 中可以知道接收信号仅由期望的信号构成。采用类似的方法可以得到第二个用户的接收信号。

运行程序 13.5 (“Block_diagonalization.m”) 可以生成图 13.6, 图中显示了块对角化方法的 BER 性能, 其中 $N_{\text{B}} = 4$, $K = 2$, $N_{\text{M}, 1} = N_{\text{M}, 2} = 2$, 接收端采用迫零检测方法。注意可以使用第 11 章中更高级的信号检测方法来改善 BER 性能。

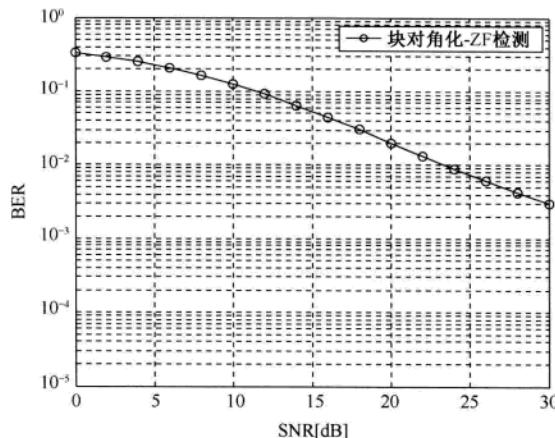


图 13.6 块对角化方法的BER性能: $N_B=4$, $K=2$, $N_{M,1}=N_{M,2}=2$, 接收端采用迫零检测

Matlab 程序: 多用户 MIMO 系统的块对角化方法

程序 13.5 “**Block_diagonalization.m**”, 使用迫零检测的块对角化方法

```
% Block_diagonalization.m
clear all; clf
N_frame = 10; % 帧数
N_packet = 200; % 分组数
b = 2; % 每一 QPSK 符号的比特数
NT = 4;
NR = 2;
N_user = 2;
N_pbis = N_frame*NT*b; % 一个分组中的比特数
N_tbis = N_pbis*N_packet; % 总比特数
SNRdBs = [0:2:30];
sq2=sqrt(2);
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    N_ebits = 0;
    rand('seed',1);
    randn('seed',1);
    sigma2 = NT*0.5*10^(-SNRdB/10);
    sigma = sqrt(sigma2);
    for i_packet = 1 : N_packet
        msg_bit = randint(1,N_pbis); % 比特生成
        symbol = QPSK_mapper(msg_bit)';
        x = reshape(symbol,NT,N_frame);
        H1 = (randn(NR,NT)+j*randn(NR,NT))/sq2;
        H2 = (randn(NR,NT)+j*randn(NR,NT))/sq2;
        [U1,S1,V1] = svd(H1);
        W2 = V1(:,3:4);
```

```

[U2,S2,V2] = svd(H2);
W1 = V2(:,3:4);
Tx_Data = W1*x(1:2,:)+W2*x(3:4,:);
Rx1 = H1*Tx_Data + sigma*(randn(2,N_frame)+j*randn(2,N_frame));
Rx2 = H2*Tx_Data + sigma*(randn(2,N_frame)+j*randn(2,N_frame));
W1_H1 = H1*W1;
EQ1 = W1_H1'*inv(W1_H1*W1_H1); % 第一个用户的均衡器
W2_H2 = H2*W2;
EQ2 = W2_H2'*inv(W2_H2*W2_H2); % 第二个用户的均衡器
y = [EQ1*Rx1; EQ2*Rx2];
symbol_hat = reshape(y,NT*N_frame,1);
symbol_sliced = QPSK_slicer(symbol_hat);
demapped = QPSK_demapper(symbol_sliced);
N_ebits = N_ebits + sum(msg_bit==demapped);
end
BER(i_SNR) = N_ebits/N_tbits;
end
semilogy(SNRdBs,BER,'-o'), grid on

```

13.3.3 脏纸编码

在 13.2.2 节中得到广播信道容量的过程中, 我们已经阐述了脏纸编码 (DPC) 的概念, 显示了在传输之前消除潜在的干扰能够实现无干扰传输。理论上, 当发射端完全知道信道增益时可以实现 DPC。DPC 是一种预编码方法, 能够将发射机已知的一些干扰删除。更具体地说, 对第 k 个用户的信号进行预编码时, 能够删除第一个到第 $k-1$ 个用户信号所造成的干扰。为了简化描述, 这里只考虑 $N_B = 3$, $K = 3$, $N_{M,u} = 1$, $u = 1, 2, 3$ 的情况。如果给定第 u 个用户的信号 $\tilde{x}_u \in \mathbb{C}$, 那么接收信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_3^{\text{DL}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{\text{DL}}} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (13.30)$$

其中, $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{1 \times 3}$ 为 BS 和第 u 个用户之间的信道增益。对信道增益矩阵 \mathbf{H}^{DL} 进行 LQ 分解:

$$\mathbf{H}^{\text{DL}} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix}}_L \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \\ \mathbf{q}_3 \end{bmatrix}}_Q \quad (13.31)$$

其中, $\{\mathbf{q}_i\}_{i=1}^3 \in \mathbb{C}^{1 \times 3}$ 为正交行向量。令 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ 表示对 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2 \ \tilde{x}_3]^T$ 的预编码信号。通过发射 $\mathbf{Q}^H \mathbf{x}$, 在它通过信道后, 能够删除式 (13.31) 中 \mathbf{Q} 的作用, 因此传输后只剩下三角矩阵, 接收信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_3^{\text{DL}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{\text{DL}}} \mathbf{Q}^H \mathbf{x} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix}}_L \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (13.32)$$

由式 (13.32) 可知第一个用户的接收信号为

$$y_1 = l_{11}x_1 + z_1 \quad (13.33)$$

因此, 从第一个用户角度来看, 无干扰的数据传输条件是

$$x_1 = \tilde{x}_1 \quad (13.34)$$

从式(13.34)中可以看到预编码信号 x_1 只由第一个用户的信号 \tilde{x}_1 构成。从式(13.32)和式(13.34)可知第二个用户的接收信号为

$$y_2 = l_{21}x_1 + l_{22}x_2 + z_2 = l_{21}\tilde{x}_1 + l_{22}x_2 + z_2 \quad (13.35)$$

由式 (13.35) 可知下式中的预编码在发射端消除了干扰项 $l_{21}x_1$ 或 $l_{21}\tilde{x}_1$:

$$x_2 = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}x_1 = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}\tilde{x}_1 \quad (13.36)$$

由式 (13.36) 可知预编码信号 x_2 由用户的信号 \tilde{x}_1 和 \tilde{x}_2 组成。最后, 第三个用户的接收信号为

$$y_3 = l_{31}x_1 + l_{32}x_2 + l_{33}x_3 + z_3 \quad (13.37)$$

其中, 预编码信号 x_1 和 x_2 由已知的用户信号 \tilde{x}_1 和 \tilde{x}_2 组成, 它们分别由式 (13.34) 和式 (13.36) 给出。从第三个用户的角度来看, 式 (13.37) 中的预编码信号 x_1 和 x_2 是干扰项, 能够通过下面的预编码在发射端将其消除:

$$x_3 = \tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}}x_1 - \frac{l_{32}}{l_{33}}x_2 \quad (13.38)$$

式 (13.34)、式 (13.36) 和式 (13.38) 中的预编码信号能够分别用一个矩阵表示:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (13.39)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (13.40)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (13.41)$$

结合上面的三个预编码矩阵, 我们能够用下面的矩阵形式表示 DPC:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (13.42)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32}}{l_{33}} \frac{l_{21}}{l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix}$$

使用上面的预编码矩阵，式 (13.32) 能够被重写为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32}}{l_{33}} \frac{l_{21}}{l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (13.43)$$

$$= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ 0 & l_{22} & 0 \\ 0 & 0 & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}$$

由式 (13.43) 可知，可以对每个用户进行无干扰检测；而且 DPC 的预编码矩阵是一个被缩放的下三角矩阵的逆矩阵，其中下三角矩阵由信道增益矩阵得到。也就是说，

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32}}{l_{33}} \frac{l_{21}}{l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ 0 & l_{22} & 0 \\ 0 & 0 & l_{33} \end{bmatrix} \quad (13.44)$$

将程序 13.6 (“Dirty_or_TH_precoding.m”) 中的 mode 设置为 0，可以仿真 $N_B = 4$ ， $K = 10$ 的 DPC。在这个例子中，从 10 个用户中选择 4 个最优用户 $(u_1^*, u_2^*, u_3^*, u_4^*)$ 。选择的 $(u_1^*, u_2^*, u_3^*, u_4^*) \in \{1, 2, \dots, 10\}$ 需要满足：

$$l_{u_1^* u_1^*} \geq l_{u_2^* u_2^*} \geq l_{u_3^* u_3^*} \geq l_{u_4^* u_4^*} \geq l_{uu} \quad (13.45)$$

其中， $u \notin (u_1^*, u_2^*, u_3^*, u_4^*) \in \{1, 2, \dots, 10\}$ 。

注意, 选择具有最大 I_{ii} 的用户, 保证了接收机的噪声增强程度最小[可以通过式 (13.33)、式 (13.35) 和式 (13.37) 证明]。DPC 的 BER 性能将在 13.3.4 节中与 Tomlinson-Harashima 预编码进行比较时给出。

13.3.4 Tomlinson-Harashima 预编码

在发射端的 DPC 与在接收端的判决反馈均衡 (Decision Feedback Equalization, DFE) 非常相似。实际上, 已经证明了将对称模运算与 DPC 结合同 Tomlinson-Harashima (TH) 预编码是等价的^[256, 274-276]。DFE 存在差错传播的问题, 最初发明 TH 预编码是为了减少 DFE 中的峰值功率或平均功率。在 DFE 中进行 TH 预编码的原始想法是消除发射机的后体 (Post-cursor) ISI, 其中无差错地已知之前发送的符号。实际上, TH 预编码需要完全的信道脉冲响应知识, 对于时不变或时间慢变的信道, 只有通过接收机的反馈才能获得。为了方便阐述这个想法, 考虑一维情况下的预编码。从 M-PAM 星座 $\{-(A-1), -(A-3), \dots, -3, -1, 1, 3, \dots, (A-3), (A-1)\}$ 中, 得到数据符号 x , 其中 A 是一个偶整数, $A = \sqrt{M}$ 。在数据符号 x 上加 $2A \cdot m$ (其中 m 是一个整数), 定义一个扩展符号 c :

$$c = x + 2A \cdot m \quad (13.46)$$

为了减少峰值功率或平均功率, 必须选择式 (13.46) 中的 m , 使得接收机中的扩展符号 c 的幅度最小。注意, 通过下面定义的对称模运算能够从扩展符号 c 中恢复原来的数据符号 x :

$$x = \text{mod}_A(c) \triangleq c - 2A \left\lfloor \frac{c+A}{2A} \right\rfloor \quad (13.47)$$

为了解决多用户 MIMO 系统的 TH 预编码问题, 我们讨论 M-QAM 调制符号的对称模运算, 它是式 (13.47) 向二维的扩展。在方形的 M-QAM 星座图中, 符号的实部和虚部范围是 $[-A, A]$, 其中 $A = \sqrt{M}$ 。图 13.7 显示了一个 $A = \sqrt{16} = 4$ 的 16-QAM 星座图。

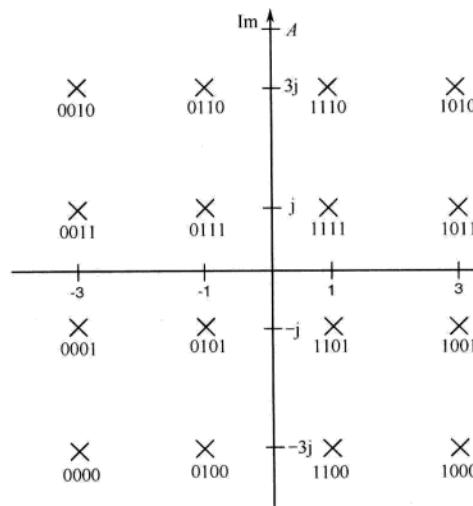


图 13.7 16-QAM 星座图

如图13.8所示, 对称模运算定义为

$$\text{mod}_A(x) = x - 2A \left\lfloor \frac{x + A + jA}{2A} \right\rfloor \quad (13.48)$$

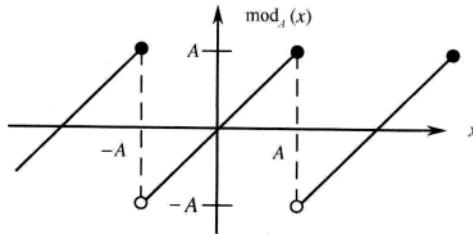


图13.8 对称模运算的图解 (只在x的实部)

上面的模运算可以解释为找到满足下面不等式的整数 m 和 n :

$$-A - jA \leq \text{mod}_A(x) = x + 2A \cdot m + j2A \cdot n < A + jA \quad (13.49)$$

注意, 在式(13.49)中, 定义关于两个复数 x_1 和 x_2 的不等式为

$$x_1 < x_2 \Leftrightarrow \text{Re}\{x_1\} < \text{Re}\{x_2\} \text{ 和 } \text{Im}\{x_1\} < \text{Im}\{x_2\} \quad (13.50)$$

然后, 可以将式(13.48)中的模运算表示为

$$\text{mod}_A(x) = x + 2A \cdot m + j2A \cdot n \quad (13.51)$$

举一个 $K=3$ 的 TH 预编码例子。令 $\{x_u^{\text{TH}}\}_{u=1}^3$ 表示第 u 个用户的 TH 预编码信号。参考式(13.34)、式(13.36)和式(13.38), 通过上面的模运算, TH 预编码的数据符号可以表示为

$$x_1^{\text{TH}} = \text{mod}_A(\tilde{x}_1) = \tilde{x}_1 \quad (13.52)$$

$$x_2^{\text{TH}} = \text{mod}_A\left(\tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} x_1^{\text{TH}}\right) \quad (13.53)$$

$$x_3^{\text{TH}} = \text{mod}_A\left(\tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}} x_1^{\text{TH}} - \frac{l_{32}}{l_{33}} x_2^{\text{TH}}\right) \quad (13.54)$$

此外, 由式(13.51)可以给出如下形式的 TH 预编码信号:

$$x_1^{\text{TH}} = \tilde{x}_1 \quad (13.55)$$

$$x_2^{\text{TH}} = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} \tilde{x}_1 + 2A \cdot m_2 + j2A \cdot n_2 \quad (13.56)$$

$$x_3^{\text{TH}} = \tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}} x_1^{\text{TH}} - \frac{l_{32}}{l_{33}} x_2^{\text{TH}} + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3 \quad (13.57)$$

对于发射信号 $\mathbf{Q}^H \mathbf{x}^{\text{TH}} = \mathbf{Q}^H [x_1^{\text{TH}} \ x_2^{\text{TH}} \ x_3^{\text{TH}}]^T$, 可以将接收信号表示为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_2^{\text{DL}} \\ \mathbf{H}_3^{\text{DL}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{\text{DL}}} \mathbf{Q}^H \mathbf{x}^{\text{TH}} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^{\text{TH}} \\ x_2^{\text{TH}} \\ x_3^{\text{TH}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (13.58)$$

由于 $x_1^{\text{TH}} = \tilde{x}_1$, 所以对第一个用户信号的检测是显而易见的。第二个用户的接收信号为

$$y_2 = l_{21} x_1^{\text{TH}} + l_{22} x_2^{\text{TH}} + z_2 = l_{21} \tilde{x}_1 + l_{22} x_2^{\text{TH}} + z_2 \quad (13.59)$$

使用式 (13.56), 可以将式 (13.59) 表示为

$$\begin{aligned} y_2 &= l_{21}\tilde{x}_1 + l_{22}\left(\tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}\tilde{x}_1 + 2A \cdot m_2 + j2A \cdot n_2\right) + z_2 \\ &= l_{22}\left(\tilde{x}_2 + 2A \cdot m_2 + j2A \cdot n_2\right) + z_2 \end{aligned} \quad (13.60)$$

定义 \tilde{y}_2 为 y_2 的一个放缩:

$$\tilde{y}_2 = \frac{y_2}{l_{22}} = \tilde{x}_2 + 2A \cdot m_2 + j2A \cdot n_2 + \frac{z_2}{l_{22}} \quad (13.61)$$

使用下面的模运算, 能够检测出第二个用户的信号 \tilde{x}_2 :

$$\hat{\tilde{x}}_2 = \text{mod}_A(\tilde{y}_2) \quad (13.62)$$

如果式 (13.62) 中的噪声项足够小, 满足下面的条件:

$$-A \leq \tilde{x}_2 + \frac{z_2}{l_{22}} < A \quad (13.63)$$

那么式 (13.62) 为

$$\text{mod}_A(\tilde{y}_2) = \tilde{y}_2 - 2A \left\lfloor \frac{\tilde{y}_2 + A + jA}{2A} \right\rfloor = \tilde{y}_2 - 2A(m_2 + jn_2) = \tilde{x}_2 + \frac{z_2}{l_{22}} \quad (13.64)$$

从式 (13.58) 可知第三个用户的接收信号可以表示为

$$y_3 = l_{31}x_1^{\text{TH}} + l_{32}x_2^{\text{TH}} + l_{33}x_3^{\text{TH}} + z_3 \quad (13.65)$$

使用式 (13.57), 上面的接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_3 &= l_{31}x_1^{\text{TH}} + l_{32}x_2^{\text{TH}} + l_{33}x_3^{\text{TH}} + z_3 \\ &= l_{31}x_1^{\text{TH}} + l_{32}x_2^{\text{TH}} + l_{33}\left(\tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}}x_1^{\text{TH}} - \frac{l_{32}}{l_{33}}x_2^{\text{TH}} + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3\right) + z_3 \\ &= l_{33}\left(\tilde{x}_3 + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3\right) + z_3 \end{aligned} \quad (13.66)$$

与 \tilde{x}_2 的检测一样, 能够检测出第三个用户的信号 \tilde{x}_3 为

$$\hat{\tilde{x}}_3 = \text{mod}_A(\tilde{y}_3) \quad (13.67)$$

其中,

$$\tilde{y}_3 = \frac{y_3}{l_{33}} = x_3 + 2A \cdot m_3 + j2A \cdot n_3 + \frac{z_3}{l_{33}} \quad (13.68)$$

如图 13.9 所示, 运行程序 13.6 (“Dirty_or_TH_precoding.m”) 可以产生 DPC 或 TH 预编码 (设置 $\text{mode}=0$ 或 1) 的 BER 曲线, 其中 $N_B = 4$, $K = 10$, 使用式 (13.45) 中的方法, 从 10 个用户中选出 4 个用户。从图 13.9 中可以看出 DPC 优于 THP。然而在这个比较中, DPC 的发送功率大于 THP。注意, THP 能够减小发送功率, 归因于预编码过程中的模运算。

有关多用户 MIMO 系统容量的其他信息, 读者可以参阅文献[277~279]。有关多用户 MIMO 系统的用户选择和资源分配的更多信息, 可以参阅文献[280, 281]。有关更先进的下行传输方案的其他信息, 可以参阅文献[282~284]。

对基于 MIMO-OFDM 的商业无线通信系统感兴趣的读者, 关于 IEEE 802.11a/n 可以参阅文献 [285, 286], 关于 DAB、DMB、DVB、DVB-H 可以参阅文献[287~296], 关于 MB-OFDM 可以参阅文献[297], 关于移动 WiMAX 可以参阅文献[298~303], 对于 3GPP-LTE 可以参阅文献[304~309]。

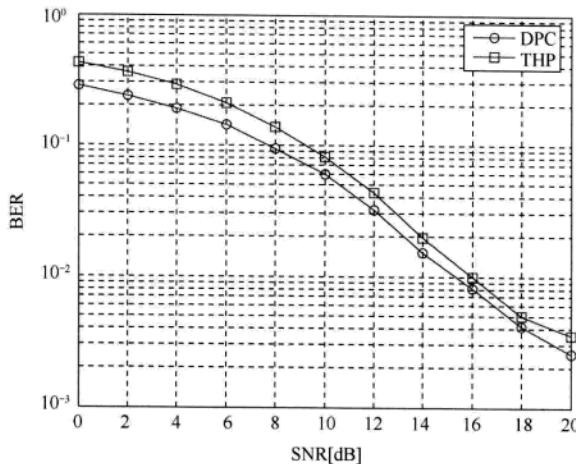


图 13.9 BER性能: DPC与THP的比较

MATLAB 程序: 脏纸编码和 Tomlinson-Harashima 预编码

程序 13.6 “Dirty_or_TH_precoding.m”, 多用户 MIMO 系统的 DPC 或 THP

```
% Dirty_or_TH_precoding.m
clear all; clf
mode = 0; % 设置 mode=0 或 1, 分别表示脏纸预编码或 TH 预编码
N_frame = 10; % 帧数
N_packet = 200; % 分组数
b = 2; % 每个 QPSK 符号的比特数
NT = 4;
N_user = 10;
N_act_user = 4;
I = eye(N_act_user,NT);
N_pbis = N_frame*NT*b; % 每个分组中的比特数
N_tbis = N_pbis*N_packet; % 总的比特数
SNRdBs = [0:2:20];
sq2 = sqrt(2);
for i_SNR = 1 : length(SNRdBs)
    SNRdB = SNRdBs(i_SNR);
    N_ebits = 0;
    rand('seed',1);
    randn('seed',1);
    sigma2 = NT*0.5*10^(-SNRdB/10);
    sigma = sqrt(sigma2);
    %----- 发射机 -----
    for i_packet = 1 : N_packet
        msg_bit = randint(1,N_pbis); % 比特生成
        symbol = QPSK_mapper(msg_bit).';
        x = reshape(symbol,NT,N_frame);
        H = (randn(N_user,NT)+j*randn(N_user,NT))/sq2;
        %----- 接收机 -----
        % 信道估计
        % 信道均衡
        % 信号检测
        % 译码
    end
end
```

```

%----- 用户选择 -----
Combinations = nchoosek([1:N_user],N_act_user)';
for i = 1 : size(Combinations,2)
    H_used = H(Combinations(:,i),:);
    [Q_temp, R_temp] = qr(H_used);
    % R_temp 的对角元素是实数
    minimum_l(i) = min(diag(R_temp));
end
[max_min_l,Index] = max(minimum_l);
H_used = H(Combinations(:,Index),:);
[Q_temp,R_temp] = qr(H_used');
L = R_temp';
Q = Q_temp';
%----- 脏纸/TH 预编码 -----
xp = x;
if mode == 0    % 脏纸预编码
    for m = 2 : 4
        xp(m,:) = xp(m,:)-L(m,1:m-1)/L(m,m)*xp(1:m-1,:);
    end
else    % TH 预编码
    for m = 2 : 4
        xp(m,:) = modulo(xp(m,:)-L(m,1:m-1)/L(m,m)*xp(1:m-1,:),sq2);
    end
end
Tx_signal = Q'*xp;    % DPC/TH 编码器
%----- 信道和噪声 -----
Rx_signal = H_used*Tx_signal + ...
    sigma*(randn(N_act_user,N_frame)+j*randn(N_act_user,N_frame));
%----- 接收机 -----
y = inv(diag(diag(L)))*Rx_signal;
symbol_hat = reshape(y,NT*N_frame,1);
if mode == 1    % TH 预编码情况
    symbol_hat = modulo(symbol_hat,sq2);
end
symbol_sliced = QPSK_slicer(symbol_hat);
demapped = QPSK_demapper(symbol_sliced);
N_ebits = N_ebits + sum(msg_bit==demapped);
end
BER(i_SNR) = N_ebits/N_tbits;
end
semilogy(SNRdBs,BER,'-o'), grid on

```

程序 13.7 “modulo”，Tomlinson-Harashima 预编码（THP）的模函数

```

function [y] = modulo(x,A)
temp_real = floor((real(x)+A)/(2*A));
temp_imag = floor((imag(x)+A)/(2*A));
y = x-temp_real*(2*A)-j*temp_imag*(2*A);

```

参考文献

- [1] Sklar, B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications* 2/E. Prentice Hall, 2002.
- [2] Rappaport, T.S. *Wireless Communications: Principles and Practice* 2/E. Prentice Hall, 2001.
- [3] Greenwood, D. and Hanzo, L. Characterization of mobile radio channels. Chapter 2, *Mobile Radio Communications* (ed. R. Steele). Pentech Press-IEEE Press, London, 1994.
- [4] Friis, H.T. A note on a simple transmission formula. *Proc. IRE*, 1946, 34(5): 254–256.
- [5] Lee, W.C.Y. *Mobile Communications Engineering*. McGraw Hill, New York, 1985.
- [6] Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T., and Fukuda, K. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. *Rev. Elec. Commun. Lab.*, 1968, 16: 825–873.
- [7] Hata, M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1980, 29(3): 317–325.
- [8] Erceg, V., Greenstein, L.J., Tjandra, S.Y. et al. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1999, 17(7): 1205–1211.
- [9] IEEE (2007) 802.16j-06/013r3. Multi-Hop Relay System Evaluation Methodology (Channel Model and Performance Metric).
- [10] IEEE (2001) 802.16.3c-01/29r4. Channel Models for Fixed Wireless Applications.
- [11] IST (2004) 4-027756. WINNER II, D1.1.1 WINNER II Interim Channel Models.
- [12] Recommendation (1997) ITU-R M.1225. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000.
- [13] Clarke, R.H. A statistical theory of mobile radio reception. *Bell System Tech. J.*, 1968, 47: 987–1000.
- [14] Capoglu, I.R., Li, Y., and Swami, A. Effect of Doppler spread in OFDM based UWB systems. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2005, 4(5): 2559–2567.
- [15] Stuber, G.L. *Principles of Mobile Communication*. Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [16] Tepedelenliglu, C. and Giannakis, G.B. On velocity estimation and correlation properties of narrow-band mobile communication channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2001, 50(4): 1039–1052.
- [17] Andersen, J.B., Rappaport, T.S., and Yoshida, S. Propagation measurements and models for wireless communications channels. *IEEE Commun. Mag.*, 1995, 33(1): 42–49.
- [18] Bajwa, A.S. and Parsons, J.D. Small-area characterisation of UHF urban and suburban mobile radio propagation. *Inst. Elec. Eng. Proc.*, 1982, 129(2): 102–109.
- [19] Bello, P.A. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Trans. Commun.*, 1963, 11(4): 360–393.
- [20] Black, D.M. and Reudink, D.O. Some characteristics of mobile radio propagation at 836 MHz in the Philadelphia area. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1972, 21(2): 45–51.
- [21] Corazza, G.E. and Vatalaro, F. A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1994, 43(3): 738–742.

- [22] Akki, A.S. and Haber, F. A statistical model of mobile-to-mobile land communication channel. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1986, 35(1): 2–7.
- [23] IEEE (1996) P802.11-97/96. Tentative Criteria for Comparison of Modulation Methods.
- [24] Saleh, A.M. and Valenzuela, R.A. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1987, 5(2): 128–137.
- [25] IEEE (2003) 802.15-02/490R-L. Channel Modeling sub-committee. Report finals.
- [26] Smith, J.I. A computer generated multipath fading simulation for mobile radio. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1975, 24(3): 39–40.
- [27] Jakes, W.C. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1974.
- [28] 3GPP (2007) TR 25.996, v7.0.0. 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Spatial Channel Model For Multiple Input Multiple Output Simulations (Release 7).
- [29] SCM (2002) 065v2. SCM Model Correlations.
- [30] SCM (2002) 033-R1. Spatial Channel Model Issues.
- [31] COST 207 (1989) Digital land mobile radio communications, © ECSC-EEC-EAEC, Brussels-Luxembourg, 1989.
- [32] Fleury, B.H. and Leuthold, P.E. Radio wave propagation in mobile communications: An overview of European research. *IEEE Commun. Mag.*, 1996, 34(2): 70–81.
- [33] Greenstein, L.J. A multipath fading channel model for terrestrial digital radio systems. *IEEE Trans. Commun.*, 1978, 26(8): 1247–1250.
- [34] Loo, C. A statistical model for a land mobile satellite link. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1985, 34(3): 122–127.
- [35] Lutz, E. and Plochinger, E. Generating Rice processes with given spectral properties. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1985, 34(4): 178–181.
- [36] Schilling, D.L. et al. Broadband CDMA for personal communications systems. *IEEE Commun. Mag.*, 1991, 29(11): 86–93.
- [37] Seidel, S.Y. et al. Path loss, scattering and multipath delay statistics in four European cities for digital cellular and microcellular radiotelephone. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1991, 40(4): 721–730.
- [38] Pedersen, K.I., Mogensen, P.E., and Fleury, B.H. A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station in outdoor propagation environments. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2000, 49(2): 437–447.
- [39] Schumacher, L., Pedersen, K.I., and Mogensen, P.E. From antenna spacings to theoretical capacities guidelines for simulating MIMO systems. *PIMRC'02*, 2002, 2: 587–592.
- [40] I-METRA, D2 (Feb. 1999) IST-1999-11729, MIMO channel characterisation.
- [41] Lee, W. Effect on correlation between two mobile radio base-station antennas. *IEEE Trans. Commun.*, 1973, 21(11): 1214–1224.
- [42] IST-METRA project, [Online] Available: <http://www.ist-imetra.org>.
- [43] I-METRA, D2 v1.2 (Oct. 2002) IST-2000-30148, Channel characterisation.
- [44] I-METRA (Oct. 2003) IST-2000-30148, Final Report.
- [45] Laurent Schumacher (March 2002) Description of the MATLAB implementation of a MIMO channel model suited for link-level simulations.
- [46] Pedersen, K.I., Andersen, J.B., Kermoal, J.P., and Mogensen, P. A stochastic multiple-input multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms. *IEEE VTC'00*, 2000, 2: 893–897.
- [47] 3GPP (2002) TR 25.876 V1.1.0. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Multiple Input Multiple Output Antenna Processing for HSDPA.
- [48] 3GPP (2006) TR 25.814 V1.2.2. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio

- Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA (Release 7).
- [49] 3GPP (March 2003) Correlation properties of SCM. SCM-127, SCM Conference Call.
- [50] Available: <http://legacy.tkk.fi/Units/Radio/scm/>.
- [51] Wang, J.G., Mohan, A.S., and Aubrey, T.A. Angles-of-Arrival of multipath signals in indoor environments. IEEE VTC'96, 1996, 155–159.
- [52] Pedersen, K., Mogensen, P., and Fleury, B. Spatial channel characteristics in outdoor environments and their impact on BS antenna system performance. IEEE VTC'98, Ottawa, Canada, 1998, 719–723.
- [53] Nilsson, M., Lindmark, B., Ahlberg, M. et al. Measurements of the spatio-temporal polarization characteristics of a radio channel at 1800 MHz. PIMRC'99, 1999, 1278–1283.
- [54] Eggers, P.C.F. Angular dispersive mobile radio environments sensed by highly directive base station antennas. PIMRC'95, 1995, 522–526.
- [55] Martin, U. Spatio-temporal radio channel characteristics in urban macrocells. IEE P-Radar. Son. Nav., 1998, 145 (1): 42–49.
- [56] Pettersen, M., Lehne, P.H., Noll, J. et al. Characterisation of the directional wideband radio channel in urban and suburban areas. IEEE VTC'99, Amsterdam, Netherlands, 1999, 1454–1459.
- [57] Kalliola, K. and Vainikainen, P. Dynamic wideband measurement of mobile radio channel with adaptive antennas. IEEE VTC'98, Ottawa, Canada, 1998, 21–25.
- [58] Pajusco, P. Experimental characterization of DoA at the base station in rural and urban area. IEEE VTC'98, Ottawa, Canada, 1998, 993–997.
- [59] Spencer, Q., Jeffs, B., Jensen, M., and Swindlehurst, A.L. Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel. IEEE J. Select. Areas Commun., 2000, 18(3): 347–360.
- [60] Baum, D.S. and El-Sallabi, H. et al. Final Report on Link Level and System Level Channel Models, WINNER Deliverable D5.4, 2005.
- [61] Baum, D.S., Salo, J., Del Galdo, G. et al. An interim channel model for beyond-3G systems. IEEE VTC'05, Stockholm, 2005, 5: 3132–3136.
- [62] COST 231 (Sep. 1991) Urban transmission loss models for mobile radio in the 900- and 1800MHzbands, TD(90) 119 Rev. 2.
- [63] Erceg, V., Schumacher, L., Kyritsi, P. et al. TGn Channel Models, IEEE, 802.11-03/940r2, 2004.
- [64] Chong, C.C., Tan, C.M., Laurenson, D.I. et al. A new statistical wideband spatio-temporal channel model for 5 GHz band WLAN systems. IEEE J. Select. Areas Commun., 2003, 21(2): 139–150.
- [65] Kyosti, P., Meinila, J. et al. WINNER II Interim Channel Models, WINNER Deliverable D1.1.1, 2006.
- [66] Zhao, X., Kivinen, J., Vainikainen, P., and Skog, K. Propagation characteristics for wideband outdoor mobile communications at 5.3 GHz. IEEE J. Select. Areas Commun., 2002, 20(3): 507–514.
- [67] Zhao, X., Rautiainen, T., Kalliola, K., and Vainikainen, P. Path Loss Models for Urban Microcells at 5.3 GHz, COST 273 TD(04)207, Duisburg, Germany, 2004.
- [68] Haykin, S. Communication Systems 4/E. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2001.
- [69] Nyquist, H. Certain topics in telegraph transmission theory. Trans. AIEE, 1928: 477, 617–644.
- [70] Turin, G.L. An introduction to matched filters. IEEE Trans. Info. Theory, 1960, 6(3): 311–329.
- [71] Goldsmith, A. Wireless Communications. Cambridge University Press, 2005.
- [72] Bingham, J.A.C. Multi-carrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. IEEE Commun. Mag., 1990, 28(5): 17–25.
- [73] Chang, R.W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission. Bell System Tech. J., 1966: 46, 1775–1796.
- [74] Vaidyanathan, P.P. Multi-rate System and Filter Banks. Prentice Hall, 1993.

- [75] Saltzberg, B.R. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, 1967, 15: 805–811.
- [76] Weinstein, S.B. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, 1971, 19(5): 628–634.
- [77] Bingham, J.A.C. *ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2000.
- [78] Peled, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. *IEEE ICASSP*, 1980, 5: 964–967.
- [79] Cherubini, G. Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines. *IEEE Commun. Mag.*, 2000, 38(5): 98–104.
- [80] Lottici, V. Blind carrier frequency tracking for filter bank multicarrier wireless communications. *IEEE Trans. Commun.*, 2005, 53(10): 1762–1772.
- [81] Sandberg, S.D. Overlapped discrete multi-tone modulation for high speed copper wire communications. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1995, 13(9): 1571–1585.
- [82] 3GPP (Feb. 2003) TSG-RAN-1 Meeting #31, Technical description of the OFDM/IOTA modulation.
- [83] Alard, M. and Lassalle, R. Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers. *EBU Tech. Review*, 1987, (224): 47–69.
- [84] Sari, H., Karam, G., and Jeanclaude, I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Commun. Mag.*, 1995, 33(2): 100–109.
- [85] Mestdagh, D.G. et al. Zipper VDSL: a solution for robust duplex communication over telephone lines. *IEEE Commun. Mag.*, 2000, 38(5): 90–96.
- [86] Alliance, W. (Feb. 2007) Multiband OFDM Physical Layer Specification, Release 1.2.
- [87] Proakis, J.G. *Digital Communications 5/E*. McGraw-Hill, New York, 2008.
- [88] Chow, P.S., Cioffi, J.M., and Bingham, J.A.C. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels. *IEEE Trans. Commun.*, 1995, 43(234): 773–775.
- [89] Krongold, B.S., Ramchandran, K., and Jones, D.L. Computationally efficient optimal power allocation algorithm for multicarrier communication systems. *IEEE ICC'98*, 1998, 2: 1018–1022.
- [90] Kalet, I. The multitone channel. *IEEE Trans. Commun.*, 1989, 37(2): 119–124.
- [91] Willink, T.J. and Witteke, P.H. Optimization and performance evaluation of multicarrier transmission. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, 43(2): 426–440.
- [92] Czylwik, A. Adaptive OFDM for wideband radio channels. *IEEE GLOBECOM'96*, 1996, 1: 713–718.
- [93] Lai, S.K., Cheng, R.S., Letaief, K.B., and Tsui, C.Y. Adaptive tracking of optimal bit and power allocation for OFDM systems in time-varying channels. *IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, 1999, 2: 776–780.
- [94] Pollet, T., van Bladel, M., and Moeneclaey, M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise. *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, 43(2/3/4): 191–193.
- [95] Pauli, M. and Kuchenbecker, H.P. Minimization of the intermodulation distortion of a nonlinearly amplified OFDM signal. *Wireless Personal Commun.*, 1997, 4(1): 93–101.
- [96] Rapp, C. Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM signal for a digital sound broadcasting signal. *Proc. of the Second European Conf. on Satellite Commun*, N92-15210 06-32, 1991: 179–184.
- [97] Rohling, H. and Grunheid, R. Performance comparison of different multiple access scheme for the downlink of an OFDM communication system. *IEEE VTC'97*, 1997, 3: 1365–1369.
- [98] Hara, S. and Prasad, R. Overview of multicarrier CDMA. *IEEE Commun. Mag.*, 1997, 35(12), 126–133.
- [99] IEEE (2005) 802.16e-2005. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems.
- [100] Muschallik, C. Influence of RF oscillator on an OFDM signal. *IEEE Trans. Consumer Elect.*, 1995, 41(3): 592–603.

- [101] Pollet, T. and Moeneclaey, M. Synchronizability of OFDM signals. IEEE GLOBECOM'95, 1995: 2054–2058.
- [102] Tomba, L. On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems. IEEE Trans. Commun., 1998, 46(5): 580–583.
- [103] Minn, H., Zeng, M., and Bhargava, V.K. On timing offset estimation for OFDM systems. IEEE Trans. Commun., 2000, 4(5): 242–244.
- [104] Tourtier, P.J., Monnier, R., and Lopez, P. Multicarrier modem for digital HDTV terrestrial broadcasting. Signal Process., 1993, 5(5): 379–403.
- [105] Speth, M., Classen, F., and Meyr, H. Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels. IEEE VTC'97, 1997: 1807–1811.
- [106] Van de Beek, J.J., Sandell, M., Isaksson, M., and Borjesson, P.O. Low-complex frame synchronization in OFDM systems. IEEE ICUPC, 1995: 982–986.
- [107] Van de Beek, J.J., Sandell, M., and Borjesson, P.O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. IEEE Trans. Commun., 1997, 45(7): 1800–1805.
- [108] Schmidl, T.M. and Cox, D.C. Low-overhead, low-complexity burst synchronization for OFDM. IEEE ICC'96, 1996: 1301–1306.
- [109] Schmidl, T.M. and Cox, D.C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. IEEE Trans. Commun., 1997, 45(12): 1613–1621.
- [110] Taura, K., Tsujishta, M., Takeda, M. et al. A digital audio broadcasting (DAB) receiver. IEEE Trans. Consumer Electronics, 1996, 42(3): 322–326.
- [111] Daffara, F. and Adami, O. A new frequency detector for orthogonal multi-carrier transmission techniques. IEEE VTC'95, 1995: 804–809.
- [112] Moose, P.H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. IEEE Trans. Commun., 1994, 42: 2908–2914.
- [113] Classen, F. and Myer, H. Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels. IEEE VTC'94, 1994: 1655–1659.
- [114] Yang, B., Letaief, K.B., Cheng, R.S., and Cao, Z. Timing recovery for OFDM transmission. IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 2000, 18(11): 2278–2291.
- [115] Speth, M., Daecke, D., and Meyr, H. Minimum overhead burst synchronization for OFDM based broadcasting transmission. IEEE GLOBECOM'98, 1998: 3227–3232.
- [116] Pollet, T., Spruyt, P., and Moeneclaey, M. The BER performance of OFDM systems using nonsynchronized sampling. IEEE GLOBECOM'94, 1994: 253–257.
- [117] Zepernick, H.J. and Finger, A. Pseudo Random Signal Processing. John Wiley & Sons, Ltd., Chichester, 2005.
- [118] Kim, K.S., Kim, S.W., Cho, Y.S., and Ahn, J.Y. Synchronization and cell search technique using preamble for OFDM cellular systems. IEEE Trans. Veh. Tech., 2007, 56(6): 3469–3485.
- [119] IEEE (2006) Std 802.16e. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16.
- [120] Dahlman, E., Parkvall, S., Skold, J., and Beming, P. 3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband. Academic Press, 2007.
- [121] Tsai, Y., Zhang, G., Grieco, D. et al. Cell search in 3GPP long term evolution systems. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2007, 2(2): 23–29.
- [122] Nogami, H. and Nagashima, T. A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems. IEEE PIMRC'95, 1995: 1010–1015.
- [123] Schilpp, M., S-Greff, W., Rupprecht, W., and Bogenfeld, E. Influence of oscillator phase noise and clipping

- on OFDM for terrestrial broadcasting of digital HDTV. IEEE ICC'95, 1995: 1678–1682.
- [124] Song, H.K., You, Y.H., Paik, J.H., and Cho, Y.S. Frequency-offset synchronization and channel estimation for OFDM-based transmission. IEEE Trans. Commun., 2000, 48(3): 95–97.
- [125] Warner, W.D. and Leung, C. OFDM/FM Frame synchronization for mobile radio data communication. IEEE Trans. Veh. Technol., 1993, 42(3): 302–313.
- [126] Cimini, L.J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing. IEEE Trans. Commun., 1985, 33(7): 665–675.
- [127] Tufvesson, F. and Maseng, T. Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems. IEEE VTC'97, 1997, 3: 1639–1643.
- [128] van de Beek, J.J., Edfors, O., Sandell, M. et al. On channel estimation in OFDM systems. IEEE VTC'95, 1995, 2: pp. 815–819.
- [129] Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., and Bahai, A. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. IEEE Trans. on Broadcasting, 2002, 48(3): 223–229.
- [130] Heiskala, J. and Terry, J. OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide. SAMS, 2002.
- [131] Hsieh, M. and Wei, C. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. IEEE Trans. Consumer Electron., 1998, 44(1): 217–228.
- [132] van Nee, R. and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House Publishers, 2000.
- [133] Lau, H.K. and Cheung, S.W. A pilot symbol-aided technique used for digital signals in multipath environments. IEEE ICC'94, 1994, 2: 1126–1130.
- [134] Yang, W.Y., Cao, W., Chung, T.S., and Morris, J. Applied Numerical Methods Using MATLAB. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2005.
- [135] Minn, H. and Bhargava, V.K. An investigation into time-domain approach for OFDM channel estimation. IEEE Trans. on Broadcasting, 1999, 45(4): 400–409.
- [136] Fernandez-Getino Garcia, M.J., Paez-Borrallo, J.M., and Zazo, S. DFT-based channel estimation in 2D-pilot-symbol-aided OFDM wireless systems. IEEE VTC'01, 2001, 2: 810–814.
- [137] van de Beek, J.J., Edfors, O., Sandell, M. et al. Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM. Personal Wireless Commun., 2000, 12(1): 55–70.
- [138] Zhao, Y. and Huang, A. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing. IEEE VTC'98, 1998, 46: 931–939.
- [139] Lyman, R.J. and Edmonson, W.W. Decision-directed tracking of fading channels using linear prediction of the fading envelope. 33rd Asilomar Conference on Signal Processing, Systems, and Computers, 1999, 2: 1154–1158.
- [140] Ran, J.J., Grunbeid, R., Rohling, H. et al. Decision-directed channel estimation method for OFDM systems with high velocities. IEEE VTC'03, 2003, 4: 2358–2361.
- [141] Xinmin, D., Haimovich, A.M., and Garcia-Frias, J. Decision-directed iterative channel estimation for MIMO systems. IEEE ICC'03, 2003, 4: 2326–2329.
- [142] Daofeng, X. and Luxi, Y. Channel estimation for OFDM systems using superimposed training. International Conference in Central Asia on Internet, 2004: 26–29.
- [143] Hoher, P. and Tufvesson, F. Channel estimation with superimposed pilot sequence. IEEE GLOBECOM'99, 1999: 2162–2166.
- [144] Hu, D. and Yang, L. Time-varying channel estimation based on pilot tones in OFDM systems. IEEE Int. Conf. Neural Networks & Signal Processing, 2003, 1: 700–703.
- [145] Jeon, W.G., Chang, K.H., and Cho, Y.S. An equalization technique for orthogonal frequency-division

- multiplexing system in time-variant multipath channels. *IEEE Trans. Commun.*, 1999, 47(1): 27–32.
- [146] Li, Y., Cimini, L. Jr, and Sollenberger, N.R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(7): 902–915.
- [147] Tang, Z., Cannizzaro, R.C., Leus, G., and Banelli, P. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems. *IEEE Trans. Signal Processing*, 2007, 55(5): 2226–2238.
- [148] Park, K.W. and Cho, Y.S. An MIMO-OFDM technique for high-speed mobile channels. *IEEE Commun. Letters*, 2005, 9(7): 604–606.
- [149] Zhao, Y. and Haggman, S.G. Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems. *IEEE Trans. Commun.*, 2001, 49(7): 1158–1191.
- [150] Aldana, C.H., Carvalho, E., and Cioffi, J.M. Channel estimation for multicarrier multiple input single output systems using the EM algorithm. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(12): 3280–3292.
- [151] Dempster, A.P., Laird, N.M., and Rubin, D.B. Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm. *J. Roy. Soc.*, 1977, 39(1): 1–38.
- [152] Lee, K.I., Woo, K.S., Kim, J.K. et al. Channel estimation for OFDM based cellular systems using a DEM algorithm. *PIMRC'07*, Athens, 2007.
- [153] Ma, X., Kobayashi, H., and Schwartz, S.C. EM-based channel estimation algorithms for OFDM. *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, 2004, 10: 1460–1477.
- [154] Moon, T.K. The expectation-maximization algorithm. *IEEE Signal Proc. Mag.*, 1996, 13(6): 47–60.
- [155] Yongzhe, X. and Georghiades, C.N. Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(1): 106–115.
- [156] Ding, Z. and Li, Y. *Blind Equalization and Identification*. Marcel Dekker, 2001.
- [157] Godard, D.N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE Trans. Commun.*, 1980, 28(11): 1867–1875.
- [158] Haykin, S. *Adaptive Filter Theory*. 4th ed. PHIPE, 2001.
- [159] Sato, Y. A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems. *IEEE Trans. Commun.*, 1975, 23(6): 679–682.
- [160] Shin, C. and Power, E.J. Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems using virtual carriers. *IEEE GLOBECOM'04*, 2004, 4: 2465–2469.
- [161] Tong, L., Xu, G., and Kailath, T. An ewapproach to blind identification and equalization of multipath channel. *Proc. 25th Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computers*, CA, 1991, 2: 856–860.
- [162] Zhang, R. Blind OFDM channel estimation through linear precoding: a subspace approach. *IEEE ACSSC*, 2002, 2: 631–633.
- [163] Litsyn, S. *Peak Power Control in Multicarrier Communications*. Cambridge University Press, 2007.
- [164] Han, S.H. and Lee, J.H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. *IEEE Wireless Commun.*, 2005, 12(2): 56–65.
- [165] Palicot, J. and Louet, Y. Power ratio definitions and analysis in single carrier modulations. *EUSIPCO*, Antalya, Turkey, 2005.
- [166] Ochiai, H. and Imai, H. Block coding scheme based on complementary sequences for multicarrier signals. *IEICE Trans. Fundamentals*, 1997, E80-A (11): 2136–2143.
- [167] Ochiai, H. and Imai, K. On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals. *IEEE Trans. Commun.*, 2001, 49(2): 282–289.
- [168] van Nee, R. and deWild, A. Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM. *IEEE VTC'98*, 1998, 3: 18–21.
- [169] Ochiai, H. and Imai, K. On clipping for peak power reduction of OFDM signals. *IEEE GTC*, 2000, 2:

731–735.

- [170] Ifeachor, E.C. and Jervis, B.W. *Digital Signal Processing-a Practical Approach 2/E.* Prentice Hall, 2002.
- [171] Chu, D.C. Polyphase codes with periodic correlation properties. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1972, 18(4): 531–532.
- [172] Lüke, H.D., Schotten, H.D., and Mahram, H.H. Binary and quadriphase sequences with optimal autocorrelation properties. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2003, 49(12): 3271–3282.
- [173] Li, X. and Cimini, L.J. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. *IEEE Commun. Letter*, 1998, 2(20): 131–133.
- [174] Slimane, S.B. Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using pulse shaping. *IEEE GTC*, 2000, 3: 1412–1416.
- [175] Wilkinson, T.A. and Jones, A.E. Minimization of the peak-to-mean envelope power ratio of multicarrier transmission scheme by block coding. *IEEE VTC'95*, 1995, 2: 825–829.
- [176] Golay, M.J.E. Complementary series. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 1961, 7(2): 82–87.
- [177] Popovic, B.M. Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum. *IEEE Trans. Commun.*, 1991, 39(7): 1031–1033.
- [178] van Nee, R.D.J. OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction. *IEEE GTC*, 1996, 2: 740–744.
- [179] Davis, J.A. and Jedwab, J. Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller codes. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1999, 45(7): 2397–2417.
- [180] Davis, J.A. and Jedwab, J. Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed-Muller codes. *Electron. Lett.*, 1997, 33(4): 267–268.
- [181] Urbanke, R. and Krishnakumar, A.S. Compact description of Golay sequences and their extensions. *Proc. of the Thirty-Fourth Annual Allerton Conference on Commun., Control and Computing* Pagination, Urbana, IL, 1996: 693–701.
- [182] Li, X. and Ritcey, J.A. M-sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction and error correction. *Electron. Lett.*, 1997, 33(7): 554–555.
- [183] Tellambura, C. Use of m-sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction. *Electron. Lett.*, 1997, 33(15): 1300–1301.
- [184] Park, M.H. et al. PAPR reduction in OFDM transmission using Hadamard transform. *IEEE ICC'00*, 2000, 1: 430–433.
- [185] Bauml, R.W., Fischer, R.F.H., and Huber, J.B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping. *Electron. Lett.*, 1996, 32(22): 2056–2057.
- [186] Ohkubo, N. and Ohtsuki, T. Design criteria for phase sequences in selected mapping. *IEEE VTC'03*, 2003, 1: 373–377.
- [187] Muller, S.H. et al. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation. In *Annals of Telecommun.*, 1997, 52(1–2): 58–67.
- [188] Muller, S.H. and Huber, J.B. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Electron. Lett.*, 1996, 32(22): 2056–2057.
- [189] Muller, S.H. and Huber, J.B. A novel peak power reduction scheme for OFDM. *PIMRC'97*, 1997, 3: 1090–1094.
- [190] Cimini, L.J. Jr . Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences. *IEEE Commun. Letters*, 2000, 4(3): 86–88.
- [191] Tellambura, C. A coding technique for reducing peak-to-average power ratio in OFDM. *IEEE GLOBECOM'98*, 1998, 5: 2783–2787.

- [192] Tellado-Mourelo, J. Peak to average power reduction for multicarrier modulation. Ph.D. Dissertation, Stanford Univ, 1999.
- [193] Jeon, W.G., Chang, K.H., and Cho, Y.S. An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 1997, 45(10): 1167–1171.
- [194] Bruninghaus, K. and Rohling, H. Multi-carrier spread spectrum and its relationship to single-carrier transmission. *IEEE VTC'98*, 1998, 3: 2329–2332.
- [195] Galda, D. and Rohling, H. A low complexity transmitter structure for OFDM-FDMA uplink systems. *IEEE VTC'02*, 2002, 4: 1737–1741.
- [196] Myung, H.G., Lim, J., and Goodman, D.J. Single carrier FDMA for uplink wireless transmission. *IEEE Veh. Technol. Mag.*, 2006, 1(3): 30–38.
- [197] Myung, H.G., Lim, J., and Goodman, D.J. Peak-to-average power ratio of single carrier FDMA signals with pulse shaping. *PIMRC'06*, 2006: 1–5.
- [198] Qualcomm (2005) R1-050896. Description and Simulations of Interference Management Technique for OFDMA Based E-UTRA Downlink Evaluation, 3GPP RAN WG1 #42, London, UK.
- [199] Nokia (2006) R1-060298. Uplink Inter Cell Interference Mitigation and Test Proposal, 3GPP RAN WG1 #44, Denver, USA.
- [200] Samsung (2005) R1-051341. Flexible Fractional Frequency Reuse Approach, 3GPP RAN WG1 #43, Seoul, Korea.
- [201] Cimini, L.J., Chuang, J.C., and Sollenberger, N.R. Advanced cellular internet service (ACIS). *IEEE Commun. Mag.*, 1998, 36(10): 150–159.
- [202] Yun, S.B., Park, S.Y., Lee, Y.W. et al. Hybrid division duplex system for next-generation cellular services. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2007, 56(5): 3040–3059.
- [203] Jeong, D.G. and Jeon, W.S. Comparison of time slot allocation strategies for CDMA/TDD systems. *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, 2000, 18(7): 1271–1278.
- [204] Auer, G. On modeling cellular interference for multi-carrier based communication systems including a synchronization offset. *WPMC'03*, 2003: 290–294.
- [205] Ericsson (2005) R1-050764. Inter-cell Interference Handling for E-UTRA, 3GPP RAN WG1 #42, London, UK.
- [206] RITT (2005) R1-050608. Inter-cell Interference Mitigation based on IDMA, 3GPP TSG RAN WG1 Ad Hoc on LTE, Sophia Antipolis, France.
- [207] Ericsson (2006) R1-062851. Frequency hopping for E-UTRA uplink, 3GPP TSG RAN WG1 #46, Seoul, Korea.
- [208] IEEE (2005) 802.16e-2005. IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor 1-2005, Mobile WiMAX forum, New York, USA.
- [209] Bottomley, G.E. Adaptive arrays and MLSE equalization. *IEEE VTC'95*, 1995, 1: 50–54.
- [210] Paulraj, A., Nabar, R., and Gore, D. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [211] Foschini, G.J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Tech. J.*, 1996, 1(2): 41–59.
- [212] IEEE (2006) Std 802.16e_-2005. IEEE Std 802.16_-2004/Cor1-2005. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems.
- [213] Golden, G.D., Foschini, C.J., Valenzuela, R.A., and Wolniansky, P.W. Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space-time communication architecture. *Electron. Lett.*, 1999, 35(1): 14–15.

- [214] Alamouti, S.M. A simple transmit diversity scheme for wireless communications. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1998, 16(8): 1451–1458.
- [215] Tarokh, V., Jafarkhani, H., and Calderbank, A.R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1998, 45(5): 1456–1467.
- [216] Sanhdu, S. and Paulraj, A. Space-time block codes: a capacity perspective. *IEEE Commun. Letters*, 2000, 4(12): 384–386.
- [217] Telatar, I. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. Tel.*, 1999, 10(6): 585–595.
- [218] Traveset, J.V., Caire, G., Biglieri, E., and Taricco, G. Impact of diversity reception on fading channels with coded modulation—Part I: coherent detection. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, 45(5): 563–572.
- [219] Tarokh, V., Seshadri, N., and Calderbank, A.R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1998, 44(2): 744–765.
- [220] Hughes, B.L. Differential space-time modulation. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2000, 46(7): 2567–2578.
- [221] Hochwald, B.M. and Sweldens, W. Differential unitary space-time modulation. *IEEE Trans. Commun.*, 2000, 48(12): 2041–2052.
- [222] Taricco, G. and Biglieri, E. Exact pairwise error probability of space-time codes. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2002, 48(2): 510–513.
- [223] Uysal, M. and Georghiades, C.N. Error performance analysis of space-time codes over Rayleigh fading channels. *Journal of Commun. and Networks*, 2000, 2(4): 351–355.
- [224] Tarokh, V., Naguib, A., Seshadri, N., and Calderbank, A.R. Combined array processing and space-time coding. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1999, 45(4): 1121–1128.
- [225] Grimm, J., Fitz, M.P., and Krogmeier, J.V. Further results on space-time coding for Rayleigh fading. 36th Allerton Conf., 1998: 391–400.
- [226] Baro, S., Bauch, G., and Hansmann, A. Improved codes for space-time trellis coded modulation. *IEEE Commun. Letters*, 2000, 4(1): 20–22.
- [227] Simon, M.K. Evaluation of average bit error probability for space-time coding based on a simpler exact evaluation of pairwise error probability. *Journal of Commun. and Networks*, 2001, 3(3): 257–264.
- [228] Tarokh, V., Jafarkhani, H., and Calderbank, A.R. Space-time block coding for wireless communications: performance results. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 1999, 17(3): 451–460.
- [229] Chen, Z., Yuan, J., and Vucetic, B. Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow Rayleigh fading channels. *IEE Electron. Lett.*, 2001, 37(7): 440–442.
- [230] Firmanto, W., Vucetic, B., and Yuan, J. Space-time TCM with improved performance on fast fading channels. *IEEE Commun. Letters*, 2001, 5(4): 154–156.
- [231] Vucetic, B. and Yuan, J. *Space-Time Coding*. John Wiley & Sons, Ltd., Chichester, 2003.
- [232] Wolniansky, P., Foschini, G., Golden, G., and Valenzuela, R. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *Proc. ISSSE'98*, Pisa, Italy, 1998: 295–300.
- [233] Kim, S. and Kim, K. Log-likelihood ratio based detection ordering in V-BLAST. *IEEE Trans. Commun.*, 2006, 54(2): 302–307.
- [234] Kim, J., Kim, Y., and Kim, K. Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communications using multiple antennas. *SK Telecommun. Review*, 2007, 17(1C): 183–191.
- [235] Viterbo, E. and Boutros, J. A universal lattice code decoder for fading channels. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1999, 45(5): 1639–1642.
- [236] Hochwald, B.M. and Brink, S. Achieving near-capacity on a multiple-antennas channel. *IEEE Trans. Commun.*, 2003, 51(3): 389–399.
- [237] Kim, K.J. and Yue, J. Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems.

- Proc. 36th Asilomar Conf. Signals, System Comput., 2002, 2: 1857–1861.
- [238] Kawai, H., Higuichi, K., Maeda, N. et al. Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel. IEICE Trans. Commun., 2005, E88-B(1): 47–57.
- [239] Yao, H. and Wornell, G.W. Lattice-reduction-aided detectors for MIMO communication systems. IEEE GLOBECOM'02, 2002, 1: 424–428.
- [240] Windpassinger, C., Lampe, L., and Fischer, R.F.H. From lattice-reduction-aided detection towards maximum-likelihood detection in MIMO systems. WOC'03, 2003: 144–148.
- [241] Im, T.H., Kim, J.K., Yi, J.H. et al. MMSE-OSIC2 signal detection method for spatially multiplexed MIMO systems. IEEE VTC'08, 2008: 1468–1472.
- [242] Vu, M. Exploiting Transmit Channel Side Information in MIMO Wireless Systems. PhD Thesis, Stanford University, 2006.
- [243] Larsson, E.G. and Stoica, P. Space-Time Block Coding for Wireless Communications. Cambridge University, New York Press, 2006.
- [244] Larsson, E.G., Ganesan, G., Stoica, P., and Wong, W.H. On the performance of orthogonal space-time block coding with quantized feedback. IEEE Commun. Letters, 2002, 12(6): 487–489.
- [245] Love, D.J. and Heath, R.W. Jr. Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes. IEEE Trans. Signal. Proc., 2000, 53(1): 64–73.
- [246] Conway, J.H., Hardin, R.H., and Sloane, N.J.A. Packing lines, planes, etc.: packings in Grassmannian spaces. Experimental Math., 1996, 5: 139–159.
- [247] Barg, A. and Nogin, D.Y. Bounds on packings of spheres in the Grassmann manifold. IEEE Trans. Info. Theory, 2002, 48(9): 2450–2454.
- [248] Strohmer, T. and Heath, R.W. Jr. Grassmannian frames with applications to coding and communications. Appl. Comput. Harmon. Anal., 2003, 14: 257–275.
- [249] Hochwald, B.M., Marzetta, T.L., Richardson, T.J. et al. Systematic design of unitary space-time constellations. IEEE Trans. Info. Theory, 2000, 46: 1962–1973.
- [250] Joham, M., Utschick, W., and Nossek, J.A. Linear transmit processing in MIMO communications systems. IEEE Trans. Signal Processing, 2005, 53(8): 2700–2712.
- [251] Caire, G. and Shamai, S. On the capacity of some channels with channel state information. IEEE Trans. Info. Theory, 2003, 49(7): 1691–1706.
- [252] Chuah, C., Tse, D., Kahn, J., and Valenzuela, R. Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading. IEEE Trans. Info. Theory, 2002, 48(3): 637–650.
- [253] Goldsmith, A., Jafar, S., Jindal, N., and Vishwanath, S. Capacity limits of MIMO channels. IEEE J. Select Areas Commun., 2003, 21(3): 684–702.
- [254] Cover, T.M. and Thomas, J.A. Elements of Information Theory, 2/E. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1991.
- [255] Jindal, N. and Goldsmith, A. Dirty paper coding vs. TDMA for MIMO broadcast channel. IEEE Trans. Info. Theory, 2005, 51(5): 1783–1794.
- [256] Costa, M.H.M. Writing on dirty paper. IEEE Trans. Info. Theory, 1983, 29(3): 439–441.
- [257] Schubert, M. and Boche, H. Joint dirty-paper pre-coding and downlink beamforming. IEEE Int. Sym. Spread Spectrum Tech. and App., Prague, Czech Republic, 2002.
- [258] Caire, G. and Shamai, S. On the achievable throughput of a multi-antenna Gaussian broadcast channel. IEEE Trans. Info. Theory, 2003, 49(7): 1691–1706.
- [259] Love, D.J., Heath, R.W. Jr, Santipach, W., and Honig, M.L. What is the value of limited feedback for MIMO

- channels? *IEEE Commun. Mag.*, 2004, 42(10): 54–59.
- [260] Vishwanath, P. and Tse, D. Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2003, 49(8): 1912–1921.
- [261] Yu, W. and Cioffi, J. Sum capacity of a Gaussian vector broadcast channel. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2002, 50(9): 1875–1892.
- [262] Vishwanath, S., Jindal, N., and Goldsmith, A. Duality, achievable rates and sum capacity of Gaussian MIMO broadcast channels. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2003, 49(10): 2658–2668.
- [263] Weingarten, H., Steinberg, Y., and Shamai, S. The capacity region of the Gaussian MIMO broadcast channel. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2006, 52(9): 3936–3964.
- [264] Aftas, D., Bacha, M., Evans, J., and Hanly, S. On the sum capacity of multiuser MIMO channels. *Intl. Symp. on Inform. Theory and its Applications*, 2004: 1013–1018.
- [265] El Gama, A. and Cover, T. Multiple user information theory. *IEEE*, 1980, 68(12): 1466–1483.
- [266] Peel, C.B., Hochwald, B.M., and Swindlehurst, A.L. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization. *IEEE Trans. Commun.*, 2005, 53(1): 195–202.
- [267] Hochwald, B.M., Peel, C.B., and Swindlehurst, A.L. A vector-perturbation technique for near-capacity multiple-antenna multi-user communication-part II: perturbation. *IEEE Trans. Commun.*, 2005, 53(3): 537–544.
- [268] Haustein, T., Helmolt, C.V., Jorwieck, E. et al. Performance of MIMO systems with channel inversion. *IEEE VTC'02*, 2002, 1: 35–39.
- [269] Stojnic, M., Vikalo, H., and Hassibi, B. Rate maximization in multi-antenna broadcast channels with linear preprocessing. *IEEE GLOBECOM'04*, 2004, 4: 3957–3961.
- [270] Spencer, Q.H., Peel, C.B., Swindlehurst, A.L., and Haardt, M. An introduction to the multi-user MIMO downlink. *IEEE Commun. Mag.*, 2004, 42(10): 60–67.
- [271] Spencer, Q.H., Swindlehurst, A.L., and Haardt, M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multi-user MIMO channels. *IEEE Trans. Signal Processing*, 2004, 52(2): 461–471.
- [272] Pan, Z., Wong, K.K., and Ng, T. MIMO antenna system for multi-user multi-stream orthogonal space division multiplexing. *IEEE ICC'03*, 2003, 5: 3220–3224.
- [273] Choi, R. and Murch, R. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2003, 2(2): 20–24.
- [274] Tomlinson, M. New automatic equalizer employing modulo arithmetic. *Electron. Lett.*, 1971, 7: 138–139.
- [275] Harashima, H. and Miyakawa, H. Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Trans. Commun.*, 1972, 20(4): 774–780.
- [276] Fischer, R.F.H., Windpassinger, C., Lampe, A., and Huber, J.B. Space time transmission using Tomlinson-Harashima precoding. *ITG Conference on Source and Channel Coding*, 2002: 139–147.
- [277] Mun, C., Lee, M.W., Yook, J.G., and Park, H.K. Exact capacity analysis of multiuser diversity combined with transmit diversity. *Electron. Lett.*, 2004, 40(22): 1423–1424.
- [278] Chen, C. and Wang, L. A unified capacity analysis for wireless systems with joint antenna and multiuser diversity in Nakagami fading channels. *IEEE ICC'04*, 2004, 6: 3523–3527.
- [279] Viswanath, P., Tse, N.C., and Rajiv, R. Opportunistic beamforming using dumb antennas. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2002, 48(6): 1277–1294.
- [280] Shin, O.S. and Lee, K.B. Antenna-assisted round robin scheduling for MIMO cellular systems. *IEEE Commun. Letters*, 2003, 7(3): 109–111.
- [281] Chaskar, H.M. and Madhow, U. Fair scheduling with tunable latency: a round-robin approach. *Networking*.

- IEEE/ACM Trans., 2003, 11(4): 592–601.
- [282] Bourdoux, A. and Khaled, N. Joint Tx-Rx optimization for MIMO-SDMA based on a null-space constraint. IEEE VTC'02, 2002, 1: 171–174.
- [283] Rim, M. Multi-user downlink beamforming with multiple transmit and receive antennas. Electron. Lett., 2002, 38(25): 1725–1726.
- [284] Stankovic, V., Haardt, M., and Fuchs, M. Combination of block diagonalization and THP transmit filtering for downlink beamforming in multi-user MIMO systems. Proceedings of the 7th European Conference on Wireless Technology, 2004: 145–148.
- [285] IEEE (1999) 802.11a. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band, Supplement to IEEE 802.11 Standard.
- [286] IEEE (2007) 802.11nTM/D2.00. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer (PHY) specifications.
- [287] ETSI (2004) EN 300 401. Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers.
- [288] Sieber, A. and Weck, F.C. What's the difference between DVB-H and DAB - in the mobile environment. EBU Tech. Rev., 2004: 299.
- [289] Woo, K.S., Lee, K.I., Paik, J.H. et al. A DSFBC-OFDM for a next-generation broadcasting system with multiple antennas. IEEE Trans. Broadcasting, 2007, 53(2): 539–546.
- [290] Kozamernik, F. DAB-from digital radio towards mobile multimedia. EBU Tech. Rev., 2004: 297.
- [291] ETSI (2005) EN 300 744. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television.
- [292] ETSI (2005) EN 301 192. Digital Video Broadcasting (DVB); DVB Specification for Data Broadcasting.
- [293] ETSI (2005) EN 302 304. Digital Video Broadcasting (DVB); Transmission System for Handheld Terminals.
- [294] ETSI (2004) EN 101 191. Digital Video Broadcasting (DVB); DVB Mega-Frame for Single Frequency Network (SFN) Synchronization.
- [295] ETSI (2005) EN 300 468. Digital Video Broadcasting (DVB); Specification for Service Information (SI) in DVB Systems.
- [296] Kornfeld, M. and Reimers, U. DVB-H – the emerging standard for mobile data communication. EBUTech. Rev., 2005: 301.
- [297] ECMA-368. High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, 2/E-2007.
- [298] TTAS (2005) KO-06.0082/R1. 2.3 GHz Portable Internet Specification – PHY and MAC Layers.
- [299] WiMAX Forum (2007) Mobile System Profile Release 1.0 Approved Specification, Revision 1.4.0.
- [300] TTA (2004) 2.3 GHz Portable Internet (WiBro) Overview.
- [301] Andrews, J.G., Ghosh, A., and Muhamed, R. Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking. Prentice Hall, 2007.
- [302] IEEE (2005) C802.16maint-05/083. Hit Ratio Problems with PUSC Permutation.
- [303] Segal, Y. Tutorial on Multi Access OFDM (OFDMA) Technology. Runcom, 2005.
- [304] 3GPP (2007) TS 36.201. E-UTRA; LTE Physical Layer-General Description, R8.
- [305] 3GPP (2008) TS 36.211. E-UTRA; Physical Channels and Modulation, R8.
- [306] 3GPP (2008) TS 36.212. E-UTRA; Multiplexing and Channel Coding, R8.
- [307] 3GPP (2008) TS 36.213. E-UTRA; Physical Layer Procedures, R8.
- [308] 3GPP (2008) TS 36.213. E-UTRA; Physical Layer-Measurements, R8.
- [309] 3GPP (2008) TS 36.300. E-UTRA and E-UTRAN; Overall Description, R8.

索引

索引中的页码为英文原书页码

- 2-ray model, 2-径模型, 26
3GPP long-term evolution (LTE) (3GPP 长期演进), 183, 224, 417
3GPP MIMO channel model (3GPP MIMO 信道模型), 94
3GPP2 MIMO model (3GPP2 MIMO 信道模型), 99
- A**
- a posteriori probability decoder (后验概率检测器), 262
above-roof-top (ART) (屋顶上方), 11
acquisition mode (捕获模式), 174
adaptive bit loading (自适应比特加载), 142
adaptive equalizer (自适应均衡器), 115
adaptive modulation and coding (AMC) (自适应调制编码), 139
adaptive predistortion technique (自适应预失真技术), 224
additive white Gaussian noise (AWGN) (加性高斯噪声), 126, 258
adjacent cell (相邻小区), 146
adjacent channel interference (ACI) (邻道干扰), 117, 132
advanced cellular internet service (ACIS) (先进的移动互联网服务), 257
Alamouti code, (Alamouti 码) 294
analog-to-digital converter (ADC) (模/数转换器), 209
angle diversity (角度分集), 282
angle-of-arrival (AoA) (到达角), 20, 71
angle-of-departure (AoD) (离开角), 92
angular spread (AS) (角度扩展), 56, 72
antenna diversity technique (天线分集技术), 281
antenna gains (天线增益), 4–5, 8
BS antenna gain (基站天线增益), 55
MS antenna gain (移动台天线增益), 55
antenna height (天线高度), 8
antenna radio pattern (天线辐射方向图), 92
antenna selection technique (天线选择技术), 383
complexity-reduced antenna selection (复杂度降低的天线选择), 386
optimum antenna selection technique (最优天线选择技术), 384
antenna spacing (天线间隔), 75, 90
arithmetic mean (算术平均), 279
array steering vector (阵列导向向量), 72
arrival time (到达时间), 31, 35
asymmetric digital subscriber line (ADSL) (非对称数字用户线), 117
attenuation factor (衰减因子), 8
autocorrelation function (衰减函数), 21
automatic gain control (AGC) (自动增益控制), 381
average arrival rate (平均到达率), 31
average cluster power (平均簇功率), 32
average power delay profile (PDP) (平均功率时延分布), 96
average ray power (平均射线功率), 32
average SNR (平均 SNR), 284
azimuth angle (方位角), 71
azimuth spread (AS) (方位角扩展), 72
azimuth-delay spectrum (ADS) (方位-时延谱), 72
azimuth-delay spread (ADS) (方位-时延扩展), 72
- B**
- band matrix (带状矩阵), 203
band pass filter (BPF) (带通滤波器), 119
band type (带状类型), 145
band-AMC subchannel (band-AMC 子信道), 146, 148
base station (BS) (基站), 180

- Bayes' theorem (贝叶斯定理), 362
 below-roof-top (BRT) (屋顶下方), 11
 bessel function (贝塞尔函数), 23, 193
 bit-level LLR (比特级 LLR), 358, 363–364
 blind channel estimation (盲信道估计), 206
 block code (块码), 231
 block diagonalization (块对角化), 404
 block interleaving (块交织), 142
 block-by-block operation (逐块运算), 204
 block-diagonal matrix (块对角矩阵), 204
 block-scaling technique (块放缩技术), 224
 block type of pilot arrangement (块状导频排列), 187
 block type of resource allocation (块状资源分配), 145, 148
 broadband MIMO channel (宽带 MIMO 信道), 85
 broadcast channel (BC) (广播信道), 395
 broadcast control channel (广播控制信道), 184
 broadside (阵列垂直方向), 71, 92
 burst error (突发错误), 142
 Bussgang algorithm (Bussgang 算法), 206
- C**
- candidate value (候选值), 331
 candidate vector (候选向量), 340, 365
 capacity reduction (容量减小), 278
 carrier frequency (载波频率), 5–7, 9–13
 carrier frequency offset (CFO) (载波频率偏差), 153, 156
 CFO estimation technique (CFO 估计技术), 170
 CFO synchronization (CFO 同步), 173
 estimation range of CFO (CFO 估计范围), 172
 fine CFO (精 CFO), 174
 fractional CFO (FFO) (分数 CFO), 158
 integer CFO (IFO) (整数 CFO), 158, 174
 normalized CFO (归一化 CFO), 153
 carrier to interference and noise ratio (CINR) (载波干扰噪声比), 181
 case A Rayleigh uncorrelated (情况 A 瑞利不相关), 95
 case B macrocell, (情况 B 宏蜂窝) 95
 case C macrocell, (情况 C 宏蜂窝) 95
 case D microcell/bad-urban (情况 D 微蜂窝/恶劣城市), 95
 Cauchy-Schwartz inequality (柯西-许瓦兹不等式), 284
 CAZAC sequence (CAZAC 序列), 181
 cdma2000 1x EV-DO, 139
- cell boundary (小区边缘), 147, 251
 cell ID (小区 ID), 180
 cell loading factor (小区负载因子), 147
 cell searching (小区搜索), 180
 cell-specific interleaver (小区特定交织器), 257, 262
 cell-specific scrambling (小区特定扰码), 258
 central limit theorem (中心极限定理), 21
 channel capacity (信道容量), 140, 263
 channel coefficient (信道系数), 104
 channel condition (信道条件), 374
 channel condition number (信道条件数), 231
 channel correlation matrix (信道相关矩阵), 279
 channel estimation (信道估计), 187
 channel gain matrix (信道增益矩阵), 87
 channel impulse response (CIR) (信道脉冲响应), 18, 203
 channel inversion (信道反转), 401
 channel reciprocity (信道互惠), 374
 channel state information (CSI) (信道状态信息), 268, 373
 CSI feedback (CSI 反馈), 374
 full CSI (完全的 CSI), 373
 channel variation (信道波动), 19
 Chernoff bound (Chernoff 界), 291
 chi-square (卡方), 22
 Cholesky decomposition (Cholesky 分解), 89, see also square-root decomposition (也见均方根分解)
 chordal distance (弦距离), 377
 Chu sequence (Chu 序列), 220–221
 circular convolution (循环卷积), 130
 circular symmetric (循环对称), 266
 Clarke/Gans model (Clarke/Gans 模型) 1, 41
 Clarke's channel model (Clarke 信道模型), 73
 Clarke's model (Clarke 模型), 19
 Classen, 173, 175–176
 classical Doppler spectrum (经典多普勒谱), 21, 97
 clipping and filtering technique (限幅和滤波技术), 224
 clipping distortion (限幅失真), 222
 clipping level (限幅电平), 222, 225
 clipping ratio (CR) (限幅比), 225
 clipping technique (限幅技术), 224
 closed loop control mechanism (闭环控制机制), 183
 closed-loop (CL) system (闭环系统), 273
 cluster (簇), 31

cluster arrival rate (簇到达率), 36
 cluster attenuation constant (簇衰减常数), 36
 cluster type (簇类型), 145
 co-channel interference (共道干扰), 146, 181, 251
 code division multiple access (CDMA) (码分多址), 143
 codebook design method (码本设计方法), 375
 codebook design parameter (码本设计参数), 378
 codeword error probability (码字差错概率), 293
 codeword selection criterion (码字选择准则), 376
 coding rate (编码速率), 299
 coding technique (编码技术), 224
 coherence bandwidth (相干带宽), 16–17, 188
 coherence time (相干时间), 18, 374
 coherent detection (相干检测), 169
 collision (hit) (冲突/碰撞), 147
 column norm-based ordering (基于列范数的排列), 324
 comb type of resource allocation (梳状资源分配), 145
 combining technique (合并技术), 283
 comb-type of pilot arrangement (梳状导频排列), 188
 complex baseband impulse response (复基带脉冲响应), 20
 complex field pattern (复场方向图), 72
 complex Gaussian random process (复高斯随机过程), 48
 complex Gaussian random variable (复高斯随机变量), 22, 28
 complex orthogonal space-time code (复正交空-时码), 294
 complex radiation pattern (复辐射方位图), 93
 complex space-time block code (复空-时块码), 301
 concatenated code (级联码), 142
 condition number (条件数), 345
 conditional differential entropy (条件微分熵), 267
 conjugate symmetric (共轭对称), 41
 constant modulus algorithm (CMA) (恒模算法), 206
 constructive interference (相长干涉), 15
 convolution operation (卷积运算), 130
 convolutional code (卷积码), 142
 convolutional encoder (卷积编码器), 308
 convolutional interleaving (卷积交织), 142
 correlated MIMO channel coefficient (相关 MIMO 信道系数), 88
 correlated MIMO fading channel (相关 MIMO 衰落信道), 84
 correlation coefficient (相关系数), 9
 correlation matrix (相关矩阵), 84

correlation-shaping matrix (相关成形矩阵), 88
 cosine function PAS model (余弦函数 PAS 模型), 76
 COST 207 model (COST 207 模型), 61
 cost function (代价函数), 190
 CP-based STO estimation (基于 CP 的 STO 估计), 167
 CQI information (CQI 信息), 225
 crest factor (CF) (波峰因数), 211
 cubic spline interpolation (三次样条插值), 193
 cumulative distribution function (CDF) (累计分布函数), 212
 complementary CDF (CCDF) (互补 CDF), 212
 cyclic prefix (CP) (循环前缀), 117, 128
 cyclic suffix (CS) (循环后缀), 128, 131

D

decision feedback equalization (DFE) (判决反馈均衡), 413
 decision statistic (判决统计量), 305
 decision-aided reconstruction technique (判决辅助重建技术), 224
 decision-directed (DD) channel estimation (判决反馈信道估计), 199
 decision-directed EM (DEM) channel estimation (判决反馈信道估计), 206
 decoding delay (解码时延), 148
 delay spread (DS) (时延扩展), 72
 descrambling code (解扰码), 257
 destructive interference (相消干涉), 15
 determinant criterion (行列式准则), 294
 deterministic channel (确定性信道), 266
 deterministic MIMO channel (确定性 MIMO 信道), 268
 deterministic channel capacity (确定性信道容量), 278
 deterministic matrix (确定性矩阵), 265
 DFT-based channel estimation technique (基于 DFT 的信道估计技术), 195
 DFT-spreading technique (DFT 扩频技术), 224, 242
 diagonal matrix (对角矩阵), 264
 difference matrix (差矩阵), 300
 differential entropy (微分熵), 267
 differential space-time code (差分空-时码), 287
 diffraction (绕射), 1
 digital audio broadcasting (DAB) (数字音频广播), 180, 417
 digital phase locked loop (DPLL) (数字锁相环), 178
 digital video broadcasting – handheld (DVB-H) (手持

- 数字电视广播), 181, 417
 digital video broadcasting – terrestrial (DVB-T) (地面数字电视广播), 181
 digital-to-analog converter (DAC) (数/模转换器), 209
 Dirac delta function (狄拉克函数), 20
 direct realization (直接实现), 119
 direction of travel (DoT) (行进方向), 104, 106
 direction-of-arrival (DoA) (到达方向), 49, 92–94
 mean DoA (平均 DoA), 92
 direction-of-movement (DoM) (移动方向), 49, 92
 dirty paper coding (DPC) (脏纸编码), 401, 408
 discrete Laplacian method (离散拉普拉斯方法), 56
 discrete multi-tone (DMT) (离散多音频), 117
 discrete wavelet multi-tone (DWMT) (离散小波多音), 120
 discrete-frequency Doppler spectrum (离散多普勒谱), 44
 discrete-time oversampling (离散时间过采样), 44
 distortionless transmission (无失真传输), 115
 distributed FDMA (DFDMA) (分布式 FDMA), 242
 diversity gain (分集增益), 144, 295
 diversity order (分集阶数), 293
 diversity subchannel (分集子信道), 146
 diversity technique (分集技术), 263, 281–282
 DL_permbase, 147
 DMB, 417
 Doppler filter (多普勒滤波器), 41, 45
 Doppler frequency (多普勒频率), 157
 Doppler frequency shift (多普勒频移), 156, 178
 Doppler power spectrum (PSD) (多普勒功率谱), 65
 Doppler shift (多普勒频移), 18
 Doppler spectrum (多普勒谱), 41, 91
 Doppler spread (多普勒扩展), 2, 16, 18
 Doppler-shifted Gaussian noise (经多普勒频移的高斯噪声), 41
 Doppler-shifted sinusoid (多普勒频移的正弦), 51
 double exponential delay model (双指数时延模型), 32
 double sliding window (双滑动窗), 162
 down-conversion (下变换), 36
 downlink channel (下行), 397
 downlink preamble (下行前导), 180
 downlink synchronization (下行同步), 180
 downampler-filter (下采样滤波器), 119
 duplexing (双工), 150
 dynamic channel allocation (DCA) (动态信道分配), 256
 centralized DCA (集中式 DCA), 256
 distributed DCA (分布式 DCA), 256
E
 eigen-decomposition (特征值分解), 270, 292
 eigenvalue (特征值), 264, 292
 eigenvector (特征向量), 265, 292
 equal gain combining (EGC) (等增益合并), 283, 285
 equalizer (均衡器), 112
 ergodic capacity (遍历容量), 273–274, 279, see also ergodic channel capacity (也见遍历信道容量)
 ergodic channel capacity (遍历信道容量), 272
 ergodic process (遍历过程), 272, see also random MIMO channel (也见随机 MIMO 信道)
 error floor (误差平底), 137
 error matrix (差错矩阵), 376, 390
 error propagation (差错传播), 412
 Euclidean distance (欧式距离), 115, 327
 Eureka-147-based DAB (基于 Eureka-147 的 DAB), 143
 excess delay (过量时延), 15
 expectation (E) step (E 步骤), 205
 expectation-maximization (EM) algorithm (最大期望算法), 204
 exponential model (指数模型), 26
 exponential PDP (指数 PDP), 28
 extrinsic information (外部信息), 262
F
 fading (衰落), 1
 deep fading (深衰落), 142
 frequency-non-selective fading (非频率选择性衰落), 17
 large-scale fading (大尺度衰落), 2, 4
 log-normal fading (对数正态衰落), 35
 long-term fading (长期衰落), 32
 multi-path fading (多径衰落), 2
 Rayleigh fading (瑞利衰落), 19
 Rician fading (莱斯衰落), 91, 97
 short-term fading (短期衰落), 2
 slow fading (慢衰落), 2, 18
 small-scale fading (小尺度衰落), 2, 15
 time-selective fading (时间选择性衰落), 16
 fast fading (快衰落), 2, 18, 188
 fast time-varying (快速时变), 201
 feedback loop (反馈环), 142
 filtered multi-tone (FMT) (滤波多音频), 119
 filtered white Gaussian noise (FWGN) model (FWGN)

- 模型), 41
- frequency-domain FWGN model (频域 FWGN 模型), 44
- modified frequency-domain FWGN model (改进的频域 FWGN 模型), 44–45
- modified time-domain FWGN model (改进的时域 FWGN 模型), 45
- time-domain FWGN model (时域 FWGN 模型), 48
- fine symbol synchronization (精符号同步), 169
- finite impulse response (FIR) filter (FIR 滤波器), 28, 48, 63, 115
- FIR interpolating filter (FIR 插值滤波器), 179
- flat Doppler spectrum (平坦多普勒谱), 48
- flat interval (平缓区域), 165
- forward error correction (FEC) code (FEC 码), 142
- Fourier projection technique (傅里叶映射技术), 224
- Fourier transform (傅里叶变换), 21, 113
- discrete Fourier transform (DFT) (离散傅里叶变换), 117
- fast Fourier transform (FFT) (快速傅里叶变换), 117, 125
- inverse DFT (IDFT) (离散傅里叶逆变换), 117
- inverse fast Fourier transform (IFFT) (快速傅里叶逆变换), 117
- fractional frequency reuse (FFR) (分数频率复用), 252
- free-space path loss model (自由空间路径损耗模型), 5
- free-space propagation model (自由空间传播模型), 4
- frequency dispersion (频率色散), 16, 18
- frequency diversity (频率分集), 150, 282
- frequency division duplexing (FDD) (频分双工), 150, 180
- frequency division multiple access (FDMA) (频分多址), 117, 143
- frequency flat (频率平坦), 2
- frequency reuse factor (FRF) (频率复用因子), 181, 251
- frequency-domain correlation (频域相关), 192
- frequency-domain equalizer (FEQ) (频域均衡器), 240
- frequency-domain interpolation (频域插值), 188
- frequency-domain spreading (扩频扩展), 150
- frequency-hopping OFDMA (FH-OFDMA) (跳频 FDMA), 258
- frequency-nonselectivity (非频率选择性), 115
- frequency-reuse (频率复用), 251
- frequency-selective fading channel (频率选择性衰落信道), 2, 16, 61
- frequency-selectivity (频率选择性), 29, 115
- frequency-shifted sinc function (频移的 sinc 函数), 132
- Friis equation (Friis 等式), 4
- full rank condition (满秩条件), 301
- full usage sub channel (FUSC) (完全使用子信道), 146
- G**
- Gaussian distribution (高斯分布), 216
- Gaussian random variable (高斯随机变量), 6, 22
- general indoor channel model (一般室内信道模型), 26
- generator polynomial (生成多项式), 309
- geometric mean (几何平均), 279
- GI insertion (GI 插入), 139
- GI removal (GI 去除), 139
- Givens rotation (Givens 旋转), 346–348
- Godard algorithm (Godard 算法), 206
- Golay complementary sequence (格雷互补序列), 224, 231
- Gold sequence (Gold 序列), 181
- Grassmannian subspace packing (Grassmannian 子空间封装), 377
- guard band (保护带宽), 117, 132, 151
- guard interval (保护间隔), 117, 126
- guard time (保护时间), 151
- H**
- Hadamard code (哈达码), 224
- handoff (切换), 184
- handover (切换), 181
- hard-decision detection (硬判决检测), 352
- Hartley-Shannon channel capacity (哈特莱-香农信道容量), 140
- Hata model (Hata 模型), 8, see also Okumura model (也见 Okumura 模型)
- Hermitian symmetric matrix (埃米特对称矩阵), 264
- Hermitian transpose (埃米特转置), 296
- hexagonal cellular configuration (六边形蜂窝配置), 253
- high power amplifier (HPA) (高功率放大器), 209
- high rate space-time block code (高速空-时块码), 303
- higher-order diversity (高阶分集), 305
- hit distribution (碰撞分布), 147
- hybrid division duplexing (HDD) (混合双工), 150, 257
- I**
- ICI-free condition (无 ICI 条件), 191
- IDMA multiuser detection (IDMA 多用户检测), 262
- IEEE 802.11 channel model (IEEE 802.11 信道模型), 28
- IEEE 802.11a, 181
- IEEE 802.11a/n, 48, 417
- IEEE 802.16d channel model (IEEE 802.16d 信道模

- 型), 65
- IEEE 802.16d model (IEEE 802.16d 模型), 10
- modified IEEE 802.16d model (改进的 IEEE 802.16d 模型), 12
- IEEE 802.16e, 220, 378
- IEEE 802.16m, 181
- IIR filter (IIR 滤波器), 48
- I-METRA channel model (I-METRA 信道模型), 71, 98
- I-METRA MIMO channel model (I-METRA MIMO 信道模型), 84, 90
- impinging field (入射场), 93
- in-band ripple (带内波动), 226
- incomplete data (不完全数据), 205
- independent and identically distributed (I.I.D) (独立同分布), 84
- independent channel (独立信道), 187
- indoor channel model (室内信道模型), 25
- indoor environment (室内环境), 76
- initial radius (初始半径), 334
- initial ranging preamble (初始测距前导), 184
- inner code (内部码), 143
- input back-off (IBO) (输入回退), 209
- instantaneous SNR (瞬时 SNR), 283
- inter-antenna interference (天线间干扰), 404
- inter-carrier interference (ICI) (载波间干扰), 115, 178, 187
- inter-cell interference cancellation technique (小区间干扰消除技术), 251, 260
- inter-cell interference coordination technique (小区间干扰协调技术), 251
- inter-cell interference mitigation technique (小区间干扰抑制技术), 251
- inter-cell interference randomization technique (小区间干扰随机化技术), 251, 257
- inter-channel interference (ICI) (信道间干扰), 153
- inter-cluster arrival time (簇间到达时间), 31
- interference rejection combining (IRC) technique (干扰抑制技术), 260
- interference-free channel (无干扰信道), 400
- interference-free detection (无干扰条件), 411
- interference-free transmission (无干扰传输), 405
- interleaved division multiple access (IDMA) technique (交织多址技术), 258
- interleaved FDMA (IFDMA) (交织 FDMA), 242
- interleaving technique (交织技术), 143
- interpolation (插值), 45, 219
- inter-ray arrival time (射线间到达时间), 31
- inter-symbol interference (ISI) (符号间干扰), 17, 112, 153
- ISI-free condition (无 ISI 条件), 113
- ITU-R, 15, 61
- ITU-R pedestrian A model (ITU-R 步行 A 模型), 97
- J
- Jakes model (Jakes 模型), 50–54
- K
- Kronocker product (Kroncker 积), 88
- L
- Lagrange multiplier (拉格朗日乘子), 140
- Laplacian distribution (拉普拉斯分布), 73, 81, 99–100
- Laplacian Doppler spectrum (拉普拉斯频谱), 48, 97
- Laplacian PAS (拉普拉斯 PAS), 58
- lattice reduction technique (格基规约技术), 345
- lattice reduction-aided detection (格基归约辅助检测), 344
- lattice-type pilot arrangement (格状导频排列), 189
- LDPC code (LDPC 码), 142
- least-square (LS) channel estimation (最小均方信道估计), 190
- length reduction (长度减小), 345
- Lenstra-Lenstra-Lovasz (LLL) algorithm (LLL 算法), 345
- likelihood function (似然函数), 164
- linear interpolation (线性插值), 193
- linear pre-equalization (线性预均衡), 381
- linear processing (线性处理), 305
- linear signal detection (线性信号检测), 319, 358
- line-of-sight (LOS) (视线), 1, 4, 21, 104
- link adaptation (链路自适应), 139, 145, 151
- link budget (链路预算), 3
- link-level simulation (链路级仿真), 98
- local scatter (本地散射体), 86
- localized FDMA (LFDMA) (集中式 FDMA), 242
- localized type (集中类型), 145
- log-distance path loss model (对数距离路径损耗模型), 5
- log-likelihood function (对数似然函数), 205
- log-likelihood-ratio (LLR) (对数似然比), 353, 362
- log-normal distribution (对数正态分布), 4
- log-normal random variable (对数正态随机变量), 32
- log-normal shadowing model (对数阴影模型), 6
- lower-triangular matrix (下三角矩阵), 409

M

matched filter (匹配滤波器), 114, 119
 maximal ratio combining (MRC) (最大比合并), 283–285
 maximization (M) step (M 步骤), 205
 maximum a posteriori (MAP) detection (最大后验检测), 327
 maximum achievable diversity gain (可以获得的最大分集增益), 293
 maximum achievable transmission speed (可以获得的最大传输速率), 264
 maximum correlation (最大相关), 164
 maximum delay of multipath channel (多径信道的最大时延), 130
 maximum delay spread (最大时延扩展), 188
 maximum Doppler frequency (最大多普勒频率), 45
 maximum excess delay (最大过量时延), 26
 maximum likelihood (ML) decoder (最大似然译码), 294
 maximum likelihood (ML) detection (最大似然检测), 327
 complexity-reduced ML detection (复杂度降低的 ML 检测), 364
 ML signal detection (ML 信号检测), 327
 modified ML (MML) detection (改进的 ML 检测), 328
 maximum ratio combining (MRC) (最大比合并), 261
 maximum-likelihood estimation (最大似然估计), 163
 maximum-likelihood sequence detector (MLSD) (最大似然序列检测器), 115
 MB-OFDM, 417
 MC-CDMA (OFDM-CDMA), 144
 mean excess delay (平均过量时延), 15, 26, 36
 mean path loss (平均路径损耗), 3
 measurement-based DCA (基于测量的 DCA), 257
 MIMO channel capacity (MIMO 信道容量), 269, 272, 278
 deterministic MIMO channel capacity (确定性 MIMO 信道容量), 265
 ergodic MIMO channel capacity (遍历 MIMO 信道容量), 279
 MIMO channel model (MIMO 信道模型), 71
 minimum chordal distance (最小弦距离), 377
 minimum ML metric (最小 ML 度量), 329
 minimum rank (最小秩), 295, 300
 minimum-squared difference (最小平方), 164
 MISO channel (MISO 信道), 271
 ML metric (ML 度量), 339

ML metric calculation (ML 度量计算), 327–328, 335
 MMSE channel estimation (MMSE 信道估计), 191
 MMSE pre-equalization (MMSE 预均衡), 381
 MMSE signal detection (MMSE 信号检测), 321
 MMSE-OSIC, 324
 mobile speed (移动速度), 41, 109
 mobile station (MS) (移动台), 206
 mobile WiMAX (移动 WiMAX), 146, 181, 378, 417
 modal decomposition (模态分解), 268, 381
 modulo operation (模运算), 412–413
 Moose, 173, 175–176
 MS velocity vector (MS 速度向量), 55
 M-sequence (M 序列), 224
 multi-carrier transmission (多载波传输), 111
 multi-path channel (多径信道), 61
 multi-path delay spread (多径时延扩展), 16, 154
 multipath power delay profile (PDP) (多径功率时延分布), 192
 multi-path propagation (多径传播), 15
 multiple access channel (MAC) (多址信道), 395
 multiple access interference (MAI) (多址干扰), 144, 183
 multiple cluster (多簇), 31, 90
 multiple input multiple output (MIMO) (多输入多输出), 2, 282
 multiple input single output (MISO) (多输入单输出), 283
 multiuser demodulator (多用户解调器), 262
 multiuser detector (多用户检测器), 258
 multi-user diversity gain (多用户分集增益), 144
 multi-user MIMO (多用户 MIMO), 395
 mutual information (互信息), 266

N

Nakagami distribution (Nakagami 分布), 35
 narrow band MIMO channel (窄带 MIMO 信道), 85
 narrowband signal (窄带信号), 115
 noise enhancement effect (噪声增强影响), 322
 noise enhancement problem (噪声增强问题), 344
 non-coherent detection (非相干检测), 170
 non-Hermitian matrix (非埃尔米特矩阵), 265
 non-isotropic antennas (非各向同性天线), 4
 nonlinear distortion (非线性失真), 209
 nonlinear receiver technique (非线性接收机技术), 322
 non-line-of-sight (NLOS) (非视线), 21, 104
 non-singular matrix (非奇异矩阵), 89
 non-square space-time block code (非方阵空-时块码), 300

- non-synchronous sampling (非同步采样), 178
 normal sampling (常规采样), 44
 n-th power of a cosine function (余弦函数的 n 次幂), 76
 number of clusters (簇数), 90
 Nyquist bandwidth (奈奎斯特带宽), 113
 Nyquist criterion (奈奎斯特准则), 113
 Nyquist rate (奈奎斯特速率), 113
-
- OFDM transmitter (OFDM 发射机), 124
 OFDM-FDMA (OFDMA), 144
 OFDM/OQAM-IOTA, 120
 OFDM-TDMA, 144
 offset angle (偏移角), 56
 Okumura model (Okumura 模型), 8
 omnidirectional antenna (全向天线), 100
 one-dimensional horizontal mapping (一维水平映射), 149
 one-dimensional vertical mapping (一维垂直映射), 149
 one-tap equalizer (单抽头均衡器), 130, 201
 open-loop system (开环系统), 272
 optimum codebook (最优码本), 377
 optimum detector (最优检测器), 115
 optional full usage subchannel (OFUSC) (可选择的完全使用子信道), 146
 ordered successive interference cancellation (OSIC) (排序的连续干扰消除), 322
 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) (正交频分复用), 117
 orthogonal rotation matrix (正交旋转矩阵), 346
 orthogonal STBC (OSTBC) (正交 STBC), 390
 orthogonality (正交性), 115, 121, 154
 OSIC signal detection (OSIC 信号检测), 322
 outage channel capacity (中断信道容量), 273
 outage probability (中断概率), 273
 outage rate (中断速率), 4
 outdoor channel model (室外信道模型), 40
 outer code (外部码), 143
 out-of-band interference (带外干扰), 224
 out-of-band power (带外功率), 132, 224
 out-of-band radiation (带外辐射), 117, 226
 output back-off (OBO) (输出回退), 209
 oversampling factor (过采样系数), 45, 48, 217, 225, 248
- P
- pair-wise codeword error probability (成对误码概率), 376
 pairwise error probability (成对差错概率), 287, 376, 390
- PAPR reduction code (PAPR 减小码), 231
 partial transmit sequence (PTS) (部分发射序列), 224, 234
 partial usage subchannel (PUSC) (部分使用子信道), 146
 PAS model (PAS 模型), 76
 path delay (路径时延), 20
 path loss exponent (路径损耗指数), 5
 peak cancellation technique (峰值消除技术), 224
 peak envelope power (PEP) (峰值包络功率), 211
 peak reduction tone (PRT) (峰值减小音频), 238
 peak regrowth (峰值再次增加), 225
 peak windowing technique (峰值加窗技术), 224
 peak-to-average power ratio (PAPR) (峰均比), 209
 peak-to-mean envelope power ratio (PMEPR) (峰值-平均包络功率比), 210
 pedestrian channel model (徒步信道模型), 15
 permutation formula (排列公式), 147
 phase difference (相位差), 168
 phase factor (相位因子), 237
 phase noise (相位噪声), 158
 phase offset (相位偏差), 177
 phase rotation (相位旋转), 168, 177
 physical layer cell-identity (物理层小区识别码), 183
 pilot symbol (导频符号), 169
 pilot symbol period (导频符号周期), 188
 pilot tone (导频), 174, 190
 planewaves (平面波), 19
 PN sequence (PN 序列), 181
 Poisson process (泊松过程), 30-31
 polarization diversity (极化分集), 282
 polyphase filter bank (多相滤波器组), 119
 post-cursor ISI (后体 ISI), 412
 post-detection SINR (检测后的 SINR), 323, 358
 power allocation problem (功率分配问题), 269
 power angular spectrum (PAS) (功率角度谱), 72
 power azimuth spectrum (PAS) (功率方位谱), 25, 54, 72, 99
 power constraint (功率约束), 140
 power consumption (功率消耗), 149
 power delay profile (PDP) (功率时延分布), 15, 25, 62
 power delay spectrum (PDS) (功率时延谱), 72
 power margin (功率余量), 3
 power spectral density (PSD) (功率谱密度), 21, 226
 preamble period (前导周期), 173
 preamble sequence (前导序列), 181, 220

precoded OSTBC (预编码的 OSTBC), 375
 precoded spatial-multiplexing (预编码的空间复用), 381
 precoding matrix (预编码矩阵), 375
 pre-compensation (预补偿), 151
 primary synchronization channel (P-SCH) (主同步信道), 182
 primary synchronization signal (PSS) (辅同步信号), 181–182
 probabilistic (scrambling) technique (概率 (扰码) 技术), 224
 propagation delay (传播时延), 183
 pulse shaping (脉冲成形), 248

Q

Q-function (Q 函数), 136
 QPSK modulation (QPSK 调制), 158
 QR decomposition (QR 分解), 331, 339
 QRM-MLD, 339
 quantization noise (量化噪声), 222
 quasi-static channel (准静态信道), 26

R

radiation pattern (辐射图), 86
 radio propagation (无线传播), 1
 raised cosine (RC) windowing (升余弦加窗), 133
 raised-cosine (RC) filter (升余弦滤波器), 113, 248
 square-root raised cosine filter (平方根升余弦滤波器), 114
 random access preamble (随机接入前导), 180
 random MIMO channel (随机 MIMO 信道), 272–273
 random subcarrier allocation technique (随机子载波分配技术), 260
 random type of resource allocation (随机资源分配), 145
 rank (秩), 264
 rank criterion (秩准则), 293
 rank-determinant criteria (秩-行列式准则), 310
 ray (射线), 31–32, 35–36
 ray arrival rate (射线到达率), 36
 ray attenuation constant (射线衰减常数), 36
 ray-based channel model (基于射线的信道模型), 54, 105
 ray-based MIMO channel model (基于射线的 MIMO 信道模型), 55
 ray-based SCM angle parameter (基于射线的 SCM 角度参数), 103
 ray-based SCM model (基于射线的 SCM 模型), 102
 Rayleigh distribution (瑞利分布), 51, 216
 Rayleigh random variable (瑞利随机变量), 22

real space-time code (实空-时码), 299
 receive diversity system (接收分集系统), 283
 receive filter (接收滤波器), 112
 received signal-based ordering (基于接收信号的排序), 324
 reciprocity (互惠), 374
 reduced radius (减小的半径), 332
 reduced set of candidate vectors (减小的候选向量集), 365
 Reed Muller code (Reed Muller 码), 224, 231
 Reed-Solomon (RS) code (RS 码), 142
 reflection (反射), 1
 regularized channel inversion (规则化信道反转), 401
 relative delay (相对时延), 15
 repetition period (重复周期), 164
 repetitive pattern (重复样式), 172
 repetitive structure (重复结构), 164
 resolvable path (可分辨的路径), 73
 resource allocation (资源分配), 145
 rich-scattering (富散射), 78
 Rician distribution (莱斯分布), 21
 Rician factor (莱斯因子), 21
 Rician K-factor (莱斯 K 因子), 23
 right-singular vector (右奇异向量), 264
 RMS angular spread (RMS 角度扩展), 99–100
 RMS delay spread (RMS 时延扩展), 17, 27, 36
 roll-off factor (滚降系数), 113, 248
 root-power correlation matrix (平方根相关矩阵), 88
 rounding (取整), 86
 round-trip propagation delay (往返的传播时延), 183

S

Saleh-Valenzuela (S-V) channel model (SV 信道模型), 30, 35
 sampled Laplacian method (采样的拉普拉斯方法), 58
 sampling clock offset (采样时钟偏差), 177
 sampling frequency offset (SFO) (采样频率偏差), 178
 Sato algorithm (Sato 算法), 206
 scalable adaptive/advanced modulation (SAM) (可扩展的自适应/高级调制), 120
 scattering (散射), 1
 scattering component (散射分量), 21
 SCM Ad-Hoc group (AHG) (SCM Ad-Hoc 工作组), 56
 SCM link-level channel model (SCM 链路级信道模型), 98, 103
 SCM MIMO channel model (SCM MIMO 信道模型), 97
 scrambling code (扰码), 257

- S-curve (S形曲线), 171
 searching procedure (搜索过程), 332
 secondary synchronization channel (辅同步信道), 182
 secondary synchronization signal (SSS) (辅同步信号), 181–182
 second-order polynomial interpolation (二次多项式插值), 193
 sector antenna (扇区天线), 99
 segment (部分), 181
 segment ID (部分 ID), 181
 selection combining (SC) (选择合并), 283
 selective mapping (SLM) technique (选择性映射技术), 233
 serial-to-parallel (S/P) conversion (串/并转换), 124
 shadowing (阴影), 2
 short/long preamble (短/长前导), 181
 side information (边信息), 235
 signal bandwidth (信号带宽), 16
 signal-to-quantization noise ratio (SQNR) (信号与量化噪声比), 209, 222
 SIMO channel (SIMO 信道), 271
 sinc function (sinc 函数), 113, 117, 132
 single carrier-FDMA (SC-FDMA) (单载波 FDMA), 224
 single input multiple output (SIMO) (单输入多输出), 283
 single input single output (SISO) (单输入单输出), 2
 single-carrier transmission (单载波传输), 111
 single-user MIMO (单用户 MIMO), 395
 singular value (奇异值), 263
 singular value decomposition (SVD) (奇异值分解), 405
 SINR-based ordering (基于 SINR 的排序), 323
 SISO channel model (SISO 信道模型), 56
 skip/duplication/interpolation (跳过/复制/插值), 179
 sleep mode (睡眠模式), 184
 slicing function (切片函数), 296
 smart antenna (智能天线), 151
 SNR-based ordering (基于 SNR 的排序), 324
 soft frequency reuse (SFR) (软频率复用), 254
 soft output (软输出), 262, 354
 soft-decision detection (软判决检测), 353
 space diversity (空间分集), 281
 space-time block codes (STBC) (空-时块码), 294
 space-time coding (STC) (空-时码), 287
 space-time trellis code (STTC) (空-时格码), 294, 307
 space-time trellis encoder (STTC 编码器), 307
 sparse matrix (稀疏矩阵), 201
 spatial channel model (SCM) (空间信道模型), 55, 71
 spatial correlation (空间相关), 56, 73, 75, 105
 spatial correlation coefficient (空间相关系数), 81
 spatially multiplexed (SM) MIMO (空间复用 MIMO), 319
 spatial-multiplexing technique (空间复用技术), 263
 spatio-temporal correlation (空-时相关), 54
 spectral efficiency (频谱效率), 135
 specular component (静态分量), 21
 sphere decoding (SD) method (球形译码方法), 329
 spreading factor (扩频因子), 248
 square space-time code (方阵空时码), 299
 squared Euclidian distance (欧式距离的平方), 309
 squared Frobenius norm (Frobenius 范数的平方), 265
 squared singular value (奇异值的平方), 264
 square-root decomposition (平方根分解), 89
 S-SCH1, 182
 standard deviation (标准差), 36
 Stanford university interim (SUI) channel model (斯坦福大学过渡信道模型), 65
 static channel (静态信道), 18, 25
 steering diagonal matrix (方向对角矩阵), 93
 steering matrix (方向矩阵), 93
 subband (子带), 252
 subblock partitioning (子块分割), 235
 subcarrier (子载波), 115
 subcarrier collision (子载波冲突), 146, 260
 subcarrier spacing (子载波间隔), 157, 182
 subchannel (子信道), 115
 subchannel allocation type (子信道分配类型), 145
 subchannel offset (子信道偏移), 150
 subchannelization (子信道化), 146
 subray (子径), 56
 subray angle (子径角度), 56
 subspace-based channel estimation (基于子空间的信道估计), 206
 sum rate capacity (总速率容量), 399, 401
 superimposed signal (叠加信号), 199
 symbol offset (符号偏差), 150
 symbol period (符号周期), 16–17
 symbol synchronization (符号同步), 163
 symbol time offset (STO) (符号定时偏差), 153
 symmetric mapping matrix (对称映射矩阵), 89–90
 symmetric modulo operation (对称模运算), 412
 synchronization procedure (同步过程), 181
 synchronous sampling (同步采样), 178

T

- tap adjustment (抽头调整), 63
 tap interpolation (抽头插值), 63
 tap re-sampling (抽头重复采样), 64
 tapped delay line (TDL) model (抽头延迟线), 63, 85
 temporal correlation (时间相关), 109
 terrestrial trunked radio (TETRA) II (陆地集群无线系统 (版本 2)), 120
 time dispersion (时间色散), 16–17
 time diversity (时间分集), 282
 time division duplexing (TDD) (时分双工), 150, 180
 time division multiple access (TDMA) (时分多址), 143
 time variation (时间波动), 2, 41
 time-correlated channel variation (时间相关信道波动), 41
 time-domain correlation (时域相关), 41, 193
 time-domain interpolation (时域插值), 188
 time-domain shaping function (时域成形函数), 133
 time-domain spreading (时域扩展), 150
 time/frequency-domain interpolation (时/频域插值), 189
 time-varying channel (时变信道), 188, 201
 time-varying channel coefficient (时变信道系数), 97
 timing advance (TA) (定时提前), 183
 timing error detector (TED) (定时差错检测), 179
 timing misalignment (定时未对齐), 183
 Tomlinson-Harashima precoding (THP) (Tomlinson-Harashima 预编码), 401, 417
 tone injection (TI) technique (音频插入技术), 224, 239
 tone reservation (TR) technique (音频保留技术), 224, 238
 total power constraint (总功率约束), 269
 total transmit power constraint (总发射功率约束), 405
 trace criterion (迹准则), 309
 tracking mode (跟踪模式), 174
 training symbol (训练符号), 163
 transmission time (传输时间), 149
 transmit diversity (发射分集), 287
 transmit filter (发射滤波器), 111
 trellis-coded modulation (TCM) (网格编码调制), 142–143
 triangular matrix (三角矩阵), 345
 truncated Gaussian PAS (截断高斯 PAS), 82
 truncated Laplacian PAS model (截断拉普拉斯 PAS 模型), 80
 turbo code (turbo 码), 142



北航

C1651842

two-dimensional mapping (二维映射), 148

U

- ultra wide-band (UWB) (超宽带), 132
 unconstrained LS solution (无约束 LS 解), 370
 unconstrained solution (无约束解), 330
 uniform distribution (均匀分布), 100
 uniform linear array (ULA) (均匀线性阵列), 71
 uniform PAS (均匀 PAS), 102
 uniform power subray method (均匀功率子径法), 56
 uniform random variable (均匀随机变量), 58
 uniform subray method (均匀子径法), 56
 uniformly-distributed phase (均匀分布的相位), 41
 unitary matrix (酉矩阵), 264
 unresolvable signal (不可分辨的信号), 71
 uplink synchronization (上行同步), 183
 uplink timing acquisition (上行定时捕获), 184
 upper-triangular (上三角), 346
 upsampler-filter (上采样滤波器), 119
 urban environment (城市环境), 86
 UWB channel model (UWB 信道模型), 35

V

- virtual carrier (VC) (虚载波), 117, 135
 virtual SISO channel (虚拟 SISO 信道), 268
 Viterbi algorithm (维特比算法), 309
 voltage controlled crystal oscillator (VCXO) (压空晶体振荡器), 178

W

- water-filling algorithm (注水算法), 139
 water-pouring power allocation (注水功率算法), 270
 wave number (波数), 55
 wave-front (波前), 106
 well-conditioned (良态的), 349
 wideband signal (宽带信号), 116

Z

- zero padding (ZP) (补零), 128, 132, 225
 zero-mean circular symmetric complex Gaussian (ZMCSCG) (零均值循环对称复高斯), 266, 397
 ZF pre-equalization (ZF 预均衡), 381, 401
 ZF signal detection (ZF 信号检测), 320
 Zipper, 131, 150
 Zipper-based very high-rate data digital subscriber line (VDSL) (基于 Zipper 的甚高速数字用户线), 117, 131–132