

MIMO无线通信

从真实世界的传播到空-时编码的设计

MIMO Wireless Communications

From Real-World Propagation
to Space-Time Code Design

(比) Claude Oestges 著
Bruno Clerckx

赵晓晖 译

Claude Oestges and Bruno Clerckx

MIMO WIRELESS COMMUNICATIONS

From RealWorld Propagation to
Space-Time Code Design



机械工业出版社
China Machine Press

电子与电气工程丛书

MIMO无线通信

从真实世界的传播到空-时编码的设计

MIMO Wireless Communications

From Real-World Propagation to Space-Time Code Design

(比) Claude Oestges 著
Bruno Clerckx

赵晓晖 译



机械工业出版社
China Machine Press

本书将绝大部分最近出现的空-时编码技术与完整的 MIMO 系统传播模型的介绍结合在一起。在信息论和差错概率的基础上,重点讨论真实的传播特性会如何影响 MIMO 系统发射方案的误差性能。本书介绍了新的和实用化的健壮空-时编码的设计,还详细讨论了预编码、天线选择技术和多载波发射等。

本书理论分析严谨、逻辑性强、概念清晰,深入浅出地介绍了 MIMO 通信系统中的空-时编码问题。本书主要面向那些对 MIMO 无线通信系统感兴趣的通信与电子信息类相关专业的高年级本科生、研究生和从事无线通信领域研究工作的研究人员和工程技术人员。

MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design
Claude Oestges and Bruno Clerckx

ISBN: 0-12-372535-6

Copyright © 2007 by Elsevier Inc. All rights reserved.

Authorized Simplified Chinese translation edition published by the Proprietor.

ISBN: 978-981-272-034-4

Copyright © 2010 by Elsevier (Singapore) Pte Ltd. All rights reserved.

Printed in China by China Machine Press under special arrangement with Elsevier (Singapore) Pte Ltd. This edition is authorized for sale in China only, excluding Hong Kong SAR and Taiwan. Unauthorized export of this edition is a violation of the Copyright Act. Violation of this Law is subject to Civil and Criminal Penalties.

本书简体中文版由机械工业出版社与 Elsevier(Singapore)Pte Ltd. 在中国大陆境内合作出版。本版仅限在中国境内(不包括中国香港特别行政区及中国台湾地区)出版及标价销售。未经许可之出口,视为违反著作权法,将受法律之制裁。

封底无防伪标均为盗版

版权所有,侵权必究

本书法律顾问 北京市展达律师事务所

本书版权登记号:图字:01-2009-1584

图书在版编目(CIP)数据

MIMO 无线通信:从真实世界的传播到空-时编码的设计/(比)依思杰斯(Oestges, C.), (比)克勒克斯(Clerckx, B.)著;赵晓晖译. —北京:机械工业出版社,2010.9
(电子与电气工程丛书)

书名原文:MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design

ISBN 978-7-111-31205-5

I. M… II. ①依… ②克… ③赵… III. 移动通信—通信系统 IV. TN929.5

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2010)第 129149 号

机械工业出版社(北京市西城区百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

责任编辑:秦健

三河市明辉印装有限公司印刷

2010 年 10 月第 1 版第 1 次印刷

184mm×260mm·20.25 印张

标准书号:ISBN 978-7-111-31205-5

定价:55.00 元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

客服热线:(010)88378991;88361066

购书热线:(010)68326294;88379649;68995259

投稿热线:(010)88379604

读者信箱:hzsj@hzbook.com

前言

当开始考虑写这本书时，我们已经在电磁传播和信号处理之间的交叉点上共同工作了5年多。因此，毋庸置疑，这本书主要涉及 MIMO 无线通信系统传播模型及其设计工具，它并不是这两个不同领域的一个简单组合。我们希望本书会表达我们对 MIMO 系统的综合理解，这些理解来自对各种多天线相关问题无休止的争论和讨论，还有与许多同行们的交流。很明显，这一技术领域非常宽广，完全覆盖所有的方面也超出了我们的目标。此外，我们的目的是为从事这一领域工作的研究人员、技术研发工程师和研究生提供无线传播模型和空-时编码技术的综合知识。

关于 MIMO 技术，已经出版有许多相关参考书。但是，这本书是为在实际无线信道和功率约束条件下使这一技术得以实现而写的。我们知道，天线的尺寸大小和系统发射功率的约束都会对无线通信系统的设计带来限制。例如，依赖于理想的传播模型而非利用更接近实际的无线信道进行空-时编码设计也许会损失很多优点。因此，一个真正的挑战在于，提出考虑 MIMO 传播特点的编码设计方法。通常，传播模型都被考虑成各种情况的简单组合，如典型的有路径损耗定律和抽头延迟线。似乎有时会认为无线发射方案不需要考虑无线信道的物理特征，而只需考虑它对接收信号的影响。换句话说，传播模型在后验测试和修改特定的设计中才有用。因此可以肯定地说，这也是传播模型的一个重要方面，它也体现在 IEEE 的标准中。特别地，当涉及多天线通信系统时，它也不仅仅就在于这种用途。无线传播模型不仅为那些与 MIMO 系统相关的关键问题提供答案，它也对设计有效的发射方案十分重要。所以，我们所写的这本书就是要建立对 MIMO 系统传播特性的深入了解，自然包括(但是不局限于)传统的仿真模型。本书可以帮助设计者基于同良好的传播直观特性相联系的坚实理论拓展来开发健壮空-时编码方案。

这本书将绝大部分最近出现的空-时编码技术与完整的 MIMO 系统传播模型的介绍结合在一起。在信息论和差错概率的基础上，重点讨论真实的传播特性会如何影响 MIMO 系统发射方案的误差性能。我们介绍了新的和实用化的健壮空-时编码设计，还详细讨论了预编码、天线选择技术和多载波发射。本书试图建立起一个基于内容的逻辑流，既指出重要的理论结果也提供各样的例子。尽管我们努力给出了大多数结果的详细和清晰的理论证明，但如果有时读者需要更完整的结果推导还请查阅相关文献。

这本书到此完成了，我们要热诚地感谢以下几位帮助过我们的人。首先，我们要深深地感谢斯坦福大学的 Arogyaswami J. Paulraj 教授，是他把我们引入到 MIMO 通信这一富有挑战性的研究领域。我们还要感谢奥地利维也纳大学的 Ernst Bonek 教授，是他推动我们完成这本书的写作，并给予我们长时间的支持，同时仔细审阅了全部书稿。我们也要感谢在后几年中比利时鲁汶大学的同事们对我们的帮助，特别是 Danielle Vanhoenacker Janvier 教授和 Luc Vandendorpe 教授。我们要感谢比利时鲁汶大学微波实验室和数字通信小组过去和现在的所有成员们对我们友善的鼓励。感谢曾经帮助过我们的 Elsevier 出版社的 Tim Pitts、Kate Dennis、Helen Eaton 和 Jackie Holding，是他们亲切和有效的帮助才使这本书的出版得以实现。

最后，但不是不重要，我们发自内心地感谢众多的细心阅读本书和给出有价值建议的不知

名和知名的审阅人。他们是 Bertrand Devillers、Mischa Dohler 博士、Maxime Guillaud 博士、Are Hjørungers 教授、Marios Kountouris 和 Harold Sneessens。

——Claude Oestges, Bruno Clerckx

作者介绍

Claude Oestges 分别于 1996 年和 2000 年获得比利时鲁汶大学的应用科学硕士和博士学位。从 1996 年到 2000 年，他是该大学微波实验室的助理讲师。他于 2001 年以博士后身份加入美国加州斯坦福大学信息系统实验室的智能天线研究小组(为期一年)。自 2005 年 10 月，Claude Oestges 博士成为比利时自然科学基金的副研究员和鲁汶大学兼职副教授。他的研究兴趣覆盖无线通信和卫星通信，特别是在传播信道及其对系统影响上。他著有或与他人合著有 60 多篇 IEEE/IEE 杂志和会议论文。他还是有关“多天线信道建模”IEEE 802.11 标准工作组的成员。Claude Oestges 博士曾于 2001 年获得了 IEE 马尔可尼奖，并于 2004 年获得了 IEEE 移动技术学会的 Neal Shepherd 奖。

Bruno Clerckx 分别于 2000 年和 2005 年获得比利时鲁汶大学的应用科学硕士和博士学位。从 2000 年 9 月到 2006 年 8 月，他是该大学微波实验室的助理研究员和由为工业研究设立的比利时自然科学基金资助的博士研究生(一直到 2005 年 9 月)，之后成为那里的博士后学者(直到 2006 年 8 月)。他曾在美国加州斯坦福大学信息系统实验室的智能天线研究小组和欧洲电信研究所移动通信部(索非亚安-蒂普里斯，法国)做过访问研究。Bruno Clerckx 博士现在韩国三星先进技术研究所(SAIT)的通信和网络实验室从事研究工作。他著有或与他人合著有 25 篇论文，曾于 2002 年获得 IEEE 通信和移动技术专题讨论会最佳学生论文奖。

目 录

对本书的赞誉

译者序

前言

第 1 章 多天线通信导论	1
1.1 阵列处理的简要回顾	1
1.2 多天线系统的空-时无线信道	1
1.3 无线通信系统中多天线的使用	4
1.3.1 分集技术	4
1.3.2 复用容量	6
1.4 单输入多输出系统	6
1.4.1 经选择合并的接收分集	7
1.4.2 经增益合并的接收分集	7
1.4.3 经混合选择合并或增益合并的 接收分集	9
1.5 多输入单输出系统	10
1.5.1 切换的多波束天线	10
1.5.2 经匹配波束形成的发射分集	10
1.5.3 零导向和最优波束形成	11
1.5.4 经空-时编码的发射分集	11
1.5.5 间接发射分集	12
1.6 多输入多输出系统	13
1.6.1 具有完整发射信道知识的 MIMO 系统	13
1.6.2 没有发射信道知识的 MIMO 系统	15
1.6.3 具有部分发射信道知识的 MIMO 系统	17
1.7 商业无线通信系统中的多天线技术	18

第 2 章 MIMO 信道的物理模型	19
2.1 多维信道模型	19
2.1.1 双向信道的脉冲响应	19
2.1.2 多维相关函数和平稳性	23
2.1.3 信道衰落、 K 因子和多普勒谱	24
2.1.4 功率延迟和方向谱	26
2.1.5 从双向传播到 MIMO 信道	27

2.1.6 信道矩阵的统计特性	29
2.1.7 离散信道建模：取样定理 回顾	31
2.1.8 物理模型和解析模型	32
2.2 电磁模型	32
2.2.1 基于辐射的确定性方法	32
2.2.2 多极化信道	33
2.3 基于几何学的模型	35
2.3.1 单环模型	35
2.3.2 双环模型	37
2.3.3 组合椭圆环模型	37
2.3.4 椭圆和圆模型	39
2.3.5 基于几何的模型到双极化 信道的推广	39
2.4 经验模型	40
2.4.1 推广的 Saleh-Valenzuela 模型	40
2.4.2 斯坦福大学过渡型信道模型	41
2.4.3 COST 模型	42
2.5 标准化模型	42
2.5.1 IEEE 802.11 TGn 模型	43
2.5.2 IEEE 802.16d/e 模型	43
2.5.3 3GPP/3GPP2 空间信道模型	44
2.6 MIMO 系统中的天线	44
2.6.1 关于天线阵列	44
2.6.2 互耦合	44

第 3 章 用于系统设计的 MIMO 信道 解析表示	48
3.1 具有相关性的 MIMO 信道的一般 表示	48
3.1.1 瑞利衰落信道	48
3.1.2 莱斯衰落信道	49
3.1.3 双极化信道	50
3.1.4 孔洞信道的双瑞利衰落模型	53
3.2 简化的高斯 MIMO 信道表示	53
3.2.1 克罗内克模型	54
3.2.2 虚拟信道表示	54
3.2.3 特征波束模型	56

3.3 基于传播的 MIMO 系统的量度	57	5.3.2 慢衰落 MIMO 信道: 秩-行列式和秩-迹准则	107
3.3.1 比较模型和相关矩阵	58	5.4 由信息论引出的设计方法	109
3.3.2 多径丰富性的描述	58	5.4.1 快衰落 MIMO 信道: 达到遍历容量	109
3.3.3 MIMO 信道非平稳性的测量	60	5.4.2 慢衰落 MIMO 信道: 达到分集-多路复用折中	110
3.4 信道物理模型与其解析表示间的关系	64	5.5 空-时分组编码	114
3.4.1 克罗内克模型的似是而非	64	5.5.1 线性空-时分组码的一般构架	114
3.4.2 数值例子	66	5.5.2 空间多路复用和 V-BLAST	119
3.4.3 解析模型间的比较: 一种系统观点	71	5.5.3 D-BLAST	128
第 4 章 互信息和实际随机 MIMO 信道的容量	73	5.5.4 正交空-时分组码	130
4.1 具有完整发射信道知识的衰落信道容量	73	5.5.5 准正交空-时分组码	135
4.2 具有部分发射信道知识的独立同分布瑞利快衰落信道的遍历容量	76	5.5.6 线性散布码	137
4.3 互信息和具有部分发射信道知识的相关瑞利信道容量	82	5.5.7 代数空-时码	138
4.3.1 等功率分配时的互信息	82	5.5.8 全局性能比较	142
4.3.2 具有部分发射信道信息的相关瑞利信道的遍历容量	87	5.6 空-时格型编码	144
4.4 具有部分发射信道知识的莱斯信道互信息和容量	89	5.6.1 空-时格型编码	144
4.4.1 等功率分配时的互信息	89	5.6.2 超正交空-时格型编码	151
4.4.2 具有部分发射信道知识的遍历容量	90	第 6 章 真实 MIMO 信道的差错概率	153
4.5 一些特殊信道上的互信息	91	6.1 一种条件成对差错概率方法	153
4.5.1 双极化信道	91	6.1.1 退化信道	153
4.5.2 天线耦合对互信息的影响	93	6.1.2 空间多路复用例子	156
4.6 独立同分布瑞利慢衰落信道的中断容量和分集-多路复用的折中	95	6.2 平均成对差错概率方法介绍	158
4.6.1 无穷大信噪比情况	96	6.3 瑞利衰落信道中的平均成对差错概率	161
4.6.2 有限信噪比情况	100	6.3.1 高信噪比方法	161
4.7 半相关瑞利和莱斯慢衰落信道中的中断容量和分集-多路复用折中	101	6.3.2 中等信噪比方法	168
第 5 章 独立同分布瑞利平坦衰落信道上的空-时编码	104	6.3.3 低信噪比方法	174
5.1 空-时编码的回顾	104	6.3.4 总结和例子	174
5.2 系统模型	105	6.4 莱斯衰落信道中的平均成对差错概率	177
5.3 由差错概率引出的设计方法	105	6.4.1 高信噪比方法	177
5.3.1 快衰落 MIMO 信道: 距离-乘积准则	106	6.4.2 中等信噪比方法	180
		6.4.3 低信噪比方法	181
		6.4.4 总结和例子	182
		6.5 双极化信道中的平均成对差错概率	183
		6.5.1 正交空-时分组码的性能	184
		6.5.2 空间多路复用的性能	186
		6.6 关于实际信道中空-时编码设计的一些想法	188

第7章 未知发射信道知识的实际 MIMO

系统信道上的空-时编码	189
7.1 根据信息论的设计方法	189
7.2 慢衰落信道下基于信息论的编码设计	190
7.2.1 一般编码设计准则	190
7.2.2 MISO 信道	192
7.2.3 并行信道	193
7.3 基于差错概率的设计方法	195
7.3.1 具有健壮性的编码设计	195
7.3.2 退化信道中的平均成对差错概率	196
7.3.3 灾变编码和一般设计准则	198
7.4 慢衰落信道中基于差错概率的编码设计	203
7.4.1 满秩编码	203
7.4.2 线性空-时分组编码	203
7.4.3 基于虚拟信道表示的设计准则	205
7.4.4 与基于信息论方法设计编码的关系	206
7.4.5 慢衰落信道下实用化的编码设计	207
7.5 快衰落信道中基于差错概率的编码设计	215
7.5.1 乘性灾变编码	215
7.5.2 快衰落信道下的实用化编码设计	215

第8章 具有部分发射信道知识的

空-时编码	219
8.1 基于信道统计特性的预编码技术导论	220
8.1.1 总体框架	220
8.1.2 基于信息论的设计方法	221
8.1.3 基于差错概率的设计方法	222
8.2 对正交空-时分组码的基于信道统计特性的预编码	222
8.2.1 克罗内克瑞利衰落信道的最优预编码	223
8.2.2 非克罗内克瑞利衰落信道的最优预编码	227
8.2.3 莱斯衰落信道的最优预编码	227
8.3 对非单位差错矩阵的基于信道统计	

特性的预编码	229
--------------	-----

8.4 对空间多路复用的基于信道统计特性的预编码	232
8.4.1 波束形成	233
8.4.2 星座整形	233
8.4.3 星座整形的非线性方法	240
8.4.4 次最佳接收机的预编码器设计	243
8.5 量化预编码和天线选择技术导论	244
8.6 对主特征模式发射的量化预编码和天线选择	244
8.6.1 独立同分布瑞利衰落信道下的选择准则和码书设计	245
8.6.2 天线选择和可达分集增益	246
8.6.3 需要多少反馈比特	247
8.6.4 空间相关瑞利衰落信道下的选择准则和码书设计	247
8.7 正交空-时分组码的量化预编码和天线选择	248
8.7.1 选择准则和码书设计	248
8.7.2 天线子集选择和可达分集增益	249
8.8 对空间多路复用的量化预编码和天线选择	251
8.8.1 选择准则和码书设计	251
8.8.2 解码策略对差错概率的影响	252
8.8.3 推广至多模式预编码	253
8.9 基于信息论的量化预编码	254

第9章 频率选择性信道的空-时编码

9.1	单载波与多载波发射	256
9.1.1	单载波发射	256
9.1.2	多载波发射: MIMO-OFDM	257
9.1.3	单载波和多载波传输的统一表示	261
9.2	从信息论方面考虑频率选择性 MIMO 信道	262
9.2.1	容量考虑	262
9.2.2	等功率分配时的互信息	263
9.2.3	分集-多路复用折中	263
9.3	平均成对差错概率	264
9.4	瑞利衰落信道中单载波发射时的编码设计准则	265
9.4.1	广义延时-分集	265
9.4.2	Lindskog-Paulraj 方案	266
9.4.3	替代结构	267

9.5 瑞利衰落信道中空-频编码 MIMO-OFDM		附录 A 数学公式和矩阵运算性质	280
发射时的编码设计准则	267	附录 B 复高斯随机变量和矩阵	282
9.5.1 分集增益分析	267	附录 C 斯坦福大学过渡型信道模型	285
9.5.2 编码增益分析	270	附录 D 关于阻抗参数的最小散射体天线	
9.5.3 空-频线性分组码	271	耦合模型	287
9.5.4 循环延时-分集	274	附录 E 平均成对差错概率的推导	291
9.6 关于空间相关的频率选择性信道		缩写词表	295
中编码的健壮性	277	数学符号表	297
9.6.1 退化抽头	277	参考文献	298
9.6.2 空-频 MIMO-OFDM 的			
应用	278		

第 1 章 多天线通信导论

1.1 阵列处理的简要回顾

无线通信系统的设计人员正面临着众多挑战。这些挑战中包括有限的可用无线频谱资源和无线通信环境的复杂空-时变化带来的问题。此外,还有用户对更高的数据速率、更好的服务质量以及更大的网络容量的需求。近年来,多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统已经成为面对这些挑战的最有前途的技术。在较直观的意义下,当考虑在发射端和接收端都采用多天线时,无线通信系统就是 MIMO 系统[GSS⁺03, PNG03][⊖]。MIMO 系统背后的核心思想是将空域采样的两端信号按可以产生有效的多并行空域数据通道(增加了数据流量)的方式进行合成,或按增加分集以提高通信质量(降低误码率)的方式进行合成。

很明显,多天线的优点来自于利用了空间维。所以,由于空间维是时间维(数字通信数据的自然维)的补充,MIMO 技术也称为“空-时”无线通信技术或“智能”天线技术。直到 20 世纪 90 年代,在链路的一端采用天线阵列还主要用于到达方向估计和分集,从而产生出了波束形成和空间分集技术。波束形成是一种通过把能量集中在期望方向以增加链路信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)的有效手段。而空时分集的概念是在存在有多径传播引起的随机衰落时,通过合成解相关的天线元输出大大改善信噪比。在 20 世纪 90 年代早期出现了利用天线阵列增加无线链路容量的新方法,它为除利用分集外的技术提供了众多的机会。可以说分集仅是减轻多径传播影响的第一步。随着 MIMO 系统的出现,多径问题已有效地转换为对通信系统有益的因素。MIMO 的确利用了随机衰落和可能的延迟扩展来提高传输速率。Paulraj 和 Kailath 两人[PK94]首先提出了在无线通信系统两端引入多天线以增加无线链路容量。在不牺牲额外频谱资源的条件下,Telatar 的著名论文[Te95]进一步阐述了可大大改善无线通信系统性能的方法。在同一时期,贝尔实验室开发出谱效率可达到 10~20bits/s/Hz(称为 BLAST)的结构[Fos96];然后,出现了首个空-时编码结构[TSC98];随后,MIMO 成功应用的事例开始陆续出现。目前,MIMO 似乎已成为大规模商用无线产品(如无线局域网和第三代网络)的理想技术。

1.2 多天线系统的空-时无线信道

第 2 章和第 3 章将给出 MIMO 无线信道的建模。术语“信道”通常用来描述发射机和接收机之间线性时变通信系统的脉冲响应。

先考虑单输入单输出(Single-Input Single-Output, SISO)系统的传输问题。数字信号可以定义为离散时间的复时间序列 $\{c_k\}_{k \in \mathbb{Z}}$,且以符号速率 T 传输,被传输的信号表示为

⊖ 全书,[]是文献标志,具体见“参考文献”。——译者注

$$c(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_S} c_l \delta(t - lT) \quad (1-1)$$

其中, E_S 是传输符号的能量, 假设平均能量星座进行了归一化处理。

由时变 SISO 信道开始, 我们将定义一个系统带宽为 $B = 1/T$ 的信道时变脉冲响应函数 $h_B(t, \tau)$ 。它意味着系统对 $(t - \tau)$ 时刻的脉冲在 t 时刻的响应。如果将信号 $c(t)$ 经信道传输, 那么接收信号 $r(t)$ 为

$$r(t) = h_B(t, \tau) * c(t) + n(t) \quad (1-2)$$

$$= \int_0^{\tau_{\max}} h_B(t, \tau) c(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1-3)$$

其中, $*$ 代表卷积, $n(t)$ 是系统加性噪声(在接收滤波器的输出端), $\tau_{\max}$ 是脉冲响应的最大长度。注意, h_B 是标量, 可被分解成三项

$$h_B(t, \tau) = w_r(\tau) * h(t, \tau) * w_t(\tau) \quad (1-4)$$

其中

- $w_t(\tau)$ 是脉冲整形滤波器;
- $h(t, \tau)$ 是 t 时刻电磁传播信道(包括发射天线和接收天线);
- $w_r(\tau)$ 是接收滤波器。

在数字通信理论中[Pro01], 通常如下假设, 当以速率 T 采样 $r(t)$ 时, 级联 $w(\tau) = w_r(\tau) * w_t(\tau)$ 不会产生码间干扰。这就是著名的奈奎斯特准则, 它意味着 $w(\tau)$ 是一个奈奎斯特滤波器。

注意, 在实际中, 由于要在一无限带宽上测试信道, 所以对 $h(t, \tau)$ 进行建模是非常困难的。通常将 $h_B(t, \tau)$ 看成是已建模的模型, 忽略描述上的微小差别, 它可写成 $h(t, \tau)$ 。接下来要进行类似的近似, 将信道的脉冲响应写作 $h(t, \tau)$ 或 $h_t[\tau]$ 。因此, 输入输出关系可表示为

$$r(t) = h(t, \tau) * c(t) + n(t) \quad (1-5)$$

$$= \int_0^{\tau_{\max}} h(t, \tau) c(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1-6)$$

$$= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_S} c_l h_t[t - lT] + n(t) \quad (1-7)$$

以符号速率 T 对接收信号进行采样($r_k = r(t_0 + kT)$, 利用时间点 t_0), 可以得到

$$r_k = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_S} c_l h_{kT}[t_0 + (k - l)T] + n(t_0 + kT) \quad (1-8)$$

$$= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_S} c_l h_k[k - l] + n_k \quad (1-9)$$

如果一个通信系统的符号周期 T 比电磁信道的时间长度 $\tau_{\max}$ 大很多, 那么式(1-4)中的卷积使得模型 $h_B(t, \tau)$ 的建模仅依赖于时间 t 。这时, 信道称作平坦衰落信道或窄带信道, 可写成 $h_B(t)$, 或忽略描述上的微小差别记为 $h(t)$ 。 $h(t)$ 的采样可简单地表示为 $h_k = h(kT)$ 。如果信道不是平坦衰落, 那么它就是频率选择信道, 可参见第2章。一般地讲, 这类信道可由若干个窄带信道在延迟域内组合来描述(见2.1.7节)。

综上所述, 本书将重点放在窄带信道上。在给定指定的发射和接收位置时, h_k 的完整模型是

$$h_k = \alpha \beta h_k \quad (1-10)$$

其中

- α 是仅依赖于发射机和接收机间距离 R (也即范围) 的实值衰减系数, 它代表路径损耗。
- β 是在给定范围内, 依赖于发射机和接收机间的具体位置的另一实值衰减系数, 这个随机参数代表阴影。
- h_k 是一个复变量, 代表非相干多径组合引起的衰落参数。由 α 和 β 的定义, 一个 SISO 链路上的衰落是使 $\mathcal{E}\{|h_k|^2\} = 1$ 的随机变量。

α 和 β 已经发展出若干模型 [Par00, Cor01], 无论在单天线系统还是多天线系统中, 它们的应用都是相同的。因此, 本书将不涉及路径损耗和阴影模型, 只集中讨论多天线衰落模型的情况。要注意的是, 这些模型并不是琐碎无用的, 特别是在考虑发射或接收功率归一化时。让我们简单假设:

- $\alpha \propto R^{-\eta/2}$, η 代表路径损耗指数 (对于功率)。
- β 是一个对数正态变量, 即 $20\log_{10}(\beta)$ 是一给定标准偏差 σ_β 的零均值正态变量。

所以, 在不考虑路径损耗和阴影时, 用采样形式重写式 (1-5) 可以得到

$$y = \sqrt{E_s} h c + n \quad (1-11)$$

其中, 为简化起见, 去掉了时间下标变量。通常 n 服从高斯分布, 即 $\mathcal{E}\{n_k n_l^*\} = \sigma_n^2 \delta(k-l)$ 。平均信噪比定义为 $\rho \triangleq E_s / \sigma_n^2$ 。

我们仍然需要刻画 h 的特性。假设信号通过许多路径以类似的功率到达接收机, 应用中心极限定理可知, h 是一个具有零均值和给定方差的循环复变量。这一众所周知的模型已经在蜂窝移动通信系统的设计中应用了多年。我们将在附录 B 中详述, 信道幅度 $s \triangleq |h|$ 时, 可得瑞利分布 (Rayleigh Distribution) 为

$$p_s(s) = \frac{s}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}\right) \quad (1-12)$$

它的一阶矩和二阶矩分别为

$$\mathcal{E}\{s\} = \sigma_s \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (1-13)$$

$$\mathcal{E}\{s^2\} = 2\sigma_s^2 \quad (1-14)$$

h 的相位在 $[0, 2\pi]$ 上均匀分布。我们将在第 2 章中详细讨论瑞利模型。要注意的是, 信道归一化处理意味着 $2\sigma_s^2 = \mathcal{E}\{|h|^2\} = 1$ 。

图 1-1 给出了在某时间段内瑞利衰落信道的一次实现。可以看出, 信号的电平随机波动, 伴有某些功率的锐减, 即衰落。由于噪声方差通常是恒定的, 所以瞬时接收信噪比的波动同信道能量 s^2 类似, 或许在某些时间段剧烈跌落。当信道处于深衰落时, 对发射信号的可靠解码也许就不可能实现了, 这就导致了误码的产生。这些衰落的负面影响可通过分集技术来消除, 详见下一节。

在多天线系统中, 发射机或接收机都由若干天线阵列组成。在每个发射-接收天线对之间都可用 SISO 信道来建模。当然, 构成 MIMO 信道的 SISO 信道可以通过不同的阴影来刻画 (阵列的大小一般应使所有链路上的路径损耗都相同)。而对单极性发射和简化的阵元分布来说, 与上述情况不同。如果阴影是相同的, 可以写出由 n_t 个天线构成阵列的发射机和由 n_r 个天线构成阵列的接收机间的 MIMO 系统信道矩阵 $\mathbf{H}$ 。将所有输入和输出排成矢量 $\mathbf{c}_k = [c_{1,k}, \dots, c_{n_t,k}]^T$ 和 $\mathbf{y}_k = [y_{1,k}, \dots, y_{n_r,k}]^T$, 则 k 时刻的输入输出间的关系可写成

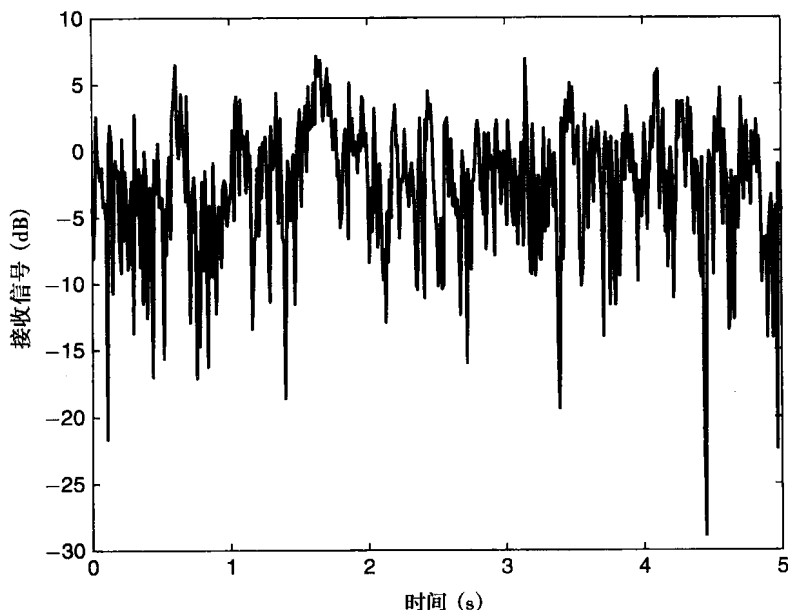


图 1-1 瑞利衰落信道的典型接收信号强度

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{E_S} \mathbf{H}_k \mathbf{c}_k + \mathbf{n}_k \quad (1-15)$$

其中

- $\mathbf{H}_k$ 定义为 $n_r \times n_t$ 的 MIMO 信道矩阵, $\mathbf{H}_k(n, m) = h_{m, k}$, 其中 $h_{m, k}$ 表示发射天线 $m (m = 1, \dots, n_t)$ 和接收天线 $n (n = 1, \dots, n_r)$ 间的窄带信道。
- $\mathbf{n}_k = [n_{1, k}, \dots, n_{n_r, k}]^T$ 是噪声的采样矢量, 它包含了每个接收天线下的噪声分量, 这些噪声分量在时间和空间上都是白的, 即 $\mathcal{E}\{\mathbf{n}_k \mathbf{n}_l^*\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_r} \delta(k - l)$ 。

现在可以假设信道在一个符号周期内保持恒定。为简单起见, 可去掉时间下标 k 。应当清楚, m 和 n 表示天线数而不是时间。利用同前面提到的相同的归一化方法, 可以得到 $\mathbf{H}$ 的均方 Frobenius 范数

$$\mathcal{E}\{\|\mathbf{H}\|_F^2\} = n_r n_t \quad (1-16)$$

很自然, 仅用单个 SISO 信道的建模不会得出完整的多天线信道特性。所有矩阵元素间的统计相关都需要很好地描述。后面几章将充分讨论如何描述无线信道的特性, 特别是 MIMO 信道的特性。先假设信道矩阵的各个元素都服从循环对称复高斯单位方差独立随机分布。在多天线信号处理技术中, 由于要考虑方便性和理想化信道表示, 通常采用独立同分布瑞利假设。因此, 我们在导论中主要涉及这类信道。而在第 2 章和第 3 章中将讨论相关和非瑞利 MIMO 信道的建模问题。

1.3 无线通信系统中多天线的使用

1.3.1 分集技术

1. 衰落对系统性能的影响

从图 1-1 已经可以看出, 无线链路的特殊性就是它受跨越时间、空间或频率的信号电平随机波动的影响。这种特性就是衰落, 它影响系统的性能(符号或比特误码率)。下面看一个通过

SISO 瑞利衰落信道由二进制相移键控(binary phase-shift keying, BPSK)发射的简单例子。当无衰落时($h = 1$), 在加性高斯白噪声信道(AWGN)下, 误符号率(symbol-error rate, SER)为

$$\bar{P} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{\sigma_n^2}}\right) = Q(\sqrt{2\rho}) \quad (1-17)$$

当考虑衰落时, 接收信号的电平随 $s\sqrt{E_s}$ 波动, 则由下面的积分可得误码率[Pro01]

$$\bar{P} = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\rho s}) p_s(s) ds \quad (1-18)$$

其中, $p_s(s)$ 是衰落的分布。对于瑞利衰落, 上述积分为

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\rho}{1+\rho}} \right) \quad (1-19)$$

当大信噪比时, 式(1-19)中的误码率变为

$$\bar{P} \cong \frac{1}{4\rho} \quad (1-20)$$

很明显, 误码率仅同信噪比成反比(渐近斜率为 1)。相反, 在非衰落 AWGN 下, 误码率随信噪比按指数减少, 详见式(1-17)。

2. 分集的原则

为了克服衰落对误码率的负面影响, 通常采用分集技术。分集的原则就是给接收机提供同一发射信号的多个复制, 每个复制作为一个分集支路。如果这种复制受到独立衰落条件的影响, 那么所有支路在同一时间里处于衰落状态的概率可大大地减少。所以, 分集通过信道强化有助于稳定链路, 从而改善系统的误码性能。

因为衰落可在时间、频率和空间域中发生, 因此, 可以在这些域中使用分集技术。例如, 可以通过编码和交织得到时间分集。频率分集通过均衡技术[Pro01]或多载波调制来挖掘信道的时延扩展(在 τ 域)。很显然, 由于引入冗余, 时间和频率分集技术会导致时间或带宽的损失。反之, 由于在链路一端或两端都采用多天线, 空间或极化分集则不会牺牲时间和带宽。所以, 采用天线阵列可增加空间维数。

3. 阵列和分集增益

在讨论分集方案时, 经常涉及两种增益。由于通过分集, 它们描述了两种不同的性能改善, 因此, 了解这两个增益的不同非常重要。

一种描述分集方案优劣的方法是评价同单个支路平均信噪比 ρ 相关的平均输出信噪比(在检测器的输入端)的增加。用 ρ_{out} 表示输出信噪比, 则**阵列增益**可定义为

$$g_a \triangleq \frac{\rho_{out}}{\rho} \quad (1-21)$$

它表明了固定发射功率下误码率的减少。

第二个则是作为信噪比函数的误码率斜率的增加。这时, 我们定义**分集增益**为平均差错概率 $\bar{P}$ 对信噪比的 log-log 曲线斜率的负值

$$g_d^0(\rho) \triangleq -\frac{\log(\bar{P})}{\log(\rho)} \quad (1-22)$$

一般来讲, 分集增益取 $\rho \rightarrow \infty$ 时的渐近值。两组不同增益曲线可见图 1-2 和图 1-3。注意两个图的横坐标是不同的。图 1-2 的横坐标是输出平均信噪比, 而图 1-3 的横坐标是单个支路的信噪比。但除了由于信噪比的不同而产生的位移外, 两组分集曲线形状完全相同。

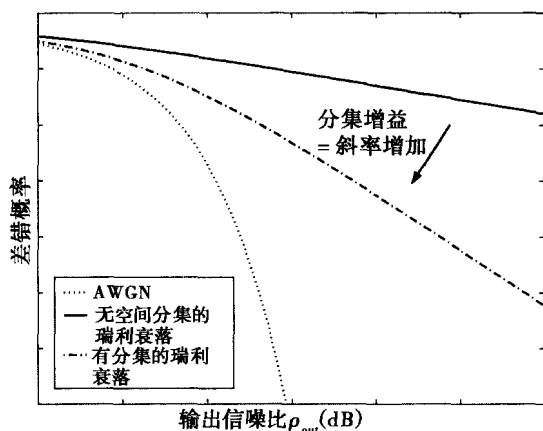


图 1-2 瑞利衰落信道的分集增益

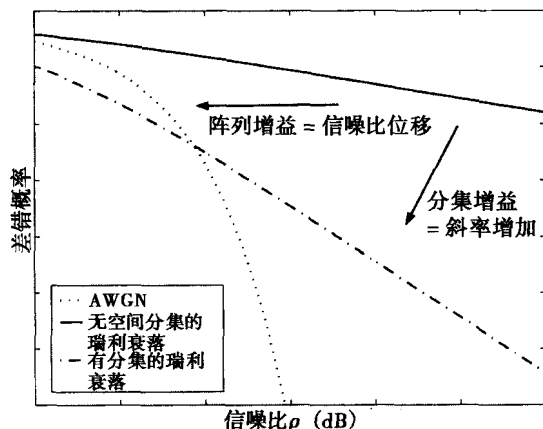


图 1-3 瑞利衰落信道的分集和阵列增益

另外,需要指出的是,阵列增益不依赖于支路间的相关程度,而分集增益对于独立支路取最大值,当支路间的相关度增加时,分集增益减少。

第三个不同于上面的增益是编码增益(完整的定义见 5.3 节)。曲线显示出它是误差曲线(误码率对于信噪比)的左移。反之,可以观察到分集增益提高了误码率曲线的斜率。编码增益似乎非常类似于阵列增益。但是,在图 1-2 对平均接收信噪比 ρ_{out} 为横坐标的误码曲线中,任何阵列增益的变化都看不到。而对于编码增益,则不会出现这种情况。在不同编码增益下的两个分集方案会产生不同的误码曲线,即在检测器的输入给定同一信噪比电平 ρ_{out} 时误码率是不同的。这是一个本质差别。

1.3.2 复用容量

在链路的两端都采用多天线时可增加通信系统的传输速率(或容量)。在良好的信道中,这一增长正比于天线阵元的最小数量 $\min\{n_t, n_r\}$ 。

多天线的这一放大作用称作空间(或极化)复用,它可以由称为复用增益的 g_s 来描述。从渐近的角度(在高信噪比下),该增益定义为

$$g_s \triangleq \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{R(\rho)}{\log_2(\rho)} \quad (1-23)$$

其中, $R(\rho)$ 是传输速率(任意信噪比下的更精确定义将在第 4 章中给出)。

1.4 单输入多输出系统

单输入多输出(Single-Input Multiple-Output, SIMO)系统依靠接收机端天线数 $n_r \geq 2$ 来实现分集。如果这些天线间隔充分(比如一个波长),那么当物理信道表现出良好特性时,系统会出现不同分集分支路独立衰落(详见第 2 章)。接收分集可通过两种不同的合并方式来实现:

- **选择合并** 合并器在 n_r 个接收信号中选择具有最大信噪比的支路,将其用于信号检测。
- **增益合并** 用于检测的信号是所有支路的线性合并, $z = w^T y$, 其中, $w = [w_1, \dots, w_{n_r}]^T$ 是合并矢量。

注意,今后我们假设接收机可以得到信道的完整知识。

1.4.1 经选择合并的接收分集

最一般地, 在更复杂的实现代价下, 选择合并可用除信噪比之外的其他度量(最高绝对功率、误码率等)来完成。假设 n_r 个信道都服从单位能量瑞利独立同分布, 噪声水平在每个天线上都相等。这时, 选择算法对每一信道 $s_n (n = 1, \dots, n_r)$ 瞬时幅度进行比较, 选择具有最大幅度的支路 $s_{\max} = \max\{s_1, \dots, s_{n_r}\}$ 。利用附录 B 的结果 $s_{\max}$ 低于某一阈值 S 的概率由下式给出

$$\begin{aligned} P[s_{\max} < S] &= P[s_1, \dots, s_{n_r} \leq S] \\ &= [1 - e^{-s^2}]^{n_r} \end{aligned} \quad (1-24)$$

对应 $s_{\max}$ 的分布可由对式(1-24)的简单微分得到

$$p_{s_{\max}}(s) = n_r 2s e^{-s^2} [1 - e^{-s^2}]^{n_r-1} \quad (1-25)$$

合并器输出的平均信噪比为 ρ_{out} 为 [Jan00]

$$\rho_{out} = \int_0^\infty \rho s^2 p_{s_{\max}}(s) ds = \rho \sum_{n=1}^{n_r} \frac{1}{n} \quad (1-26)$$

当 n_r 很大时, 阵列增益近似为

$$g_a = \sum_{n=1}^{n_r} \frac{1}{n} \cong \gamma + \log(n_r) + \frac{1}{2n_r} \quad (1-27)$$

其中, $\gamma \approx 0.57721566$ 是欧拉常数。可见 g_a 是 $\log(n_r)$ 阶的。

由选择合并得到的分集可利用式(1-25)给出的衰落分布计算误码率来估计。对于采用 BPSK 调制和一个两支路分集的系统, 作为平均信噪比函数的误符号率在每信道 ρ 下可概括写成[SA00]

$$\begin{aligned} \bar{P} &= \int_0^\infty Q(\sqrt{2\rho}s) p_{s_{\max}}(s) ds \\ &= \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{\rho}{1+\rho}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\rho}{2+\rho}} \end{aligned} \quad (1-28)$$

在高信噪比时, 有

$$\bar{P} \cong \frac{3}{8\rho^2} \quad (1-29)$$

比特误码率曲线的斜率为 2。一般地, n_r 个支路选择分集方案的分集增益就等于 n_r , 这说明选择分集从信道中提取出了所有的可能分集。

1.4.2 经增益合并的接收分集

在增益合并中, 用于检测的信号 z 是所有支路的线性组合

$$z = \mathbf{w}^T \mathbf{y} = \sum_{n=1}^{n_r} w_n y_n \quad (1-30)$$

其中, w_n 是合并权值, 且 $\mathbf{w} \triangleq [w_1, \dots, w_{n_r}]^T$ 。根据这些权值的选择, 出现了不同的增益合并方法。假设数据符号 c 经信道发射, 由 n_r 个天线接收。每个天线由信道 $h_n = |h_n| e^{j\phi_n}$, $n = 1, \dots, n_r$ 描述, 假设它们服从单位方差瑞利分布, 所有信道是独立的。合并来自所有天线的信号, 则检测变量可表示为

$$z = \sqrt{E_s} \mathbf{w}^T \mathbf{h} c + \mathbf{w}^T \mathbf{n} \quad (1-31)$$

其中, $\mathbf{h} \triangleq [h_1, \dots, h_{n_r}]^T$ 。

1. 等增益合并

第一种增益合并方法——等增益合并(equal gain combining, EGC)把权值固定为 $w_n = e^{-j\phi_n}$, 这表示来自不同天线的信号是同相位的, 可加在一起。这种方法要求合并器需要信号相位的完全知识。式(1-31)的后合并器信号则变成

$$z = \sqrt{E_s} \sum_{n=1}^{n_r} |h_n| c + n' \quad (1-32)$$

其中, $n' = \sum_{m=1}^{n_r} n_m e^{-j\phi_m}$ 仍是高斯白噪声。

当信道是瑞利分布时, 可以很容易地得到输出信噪比的均值 ρ_{out}

$$\begin{aligned} \rho_{out} &= \frac{\mathcal{E}\left\{\left[\sum_{n=1}^{n_r} \sqrt{E_s} |h_n|\right]^2\right\}}{\mathcal{E}\{|\tilde{n}|^2\}} = \frac{E_s}{n_r \sigma_n^2} \mathcal{E}\left\{\left[\sum_{n=1}^{n_r} |h_n|\right]^2\right\} \\ &= \frac{\rho}{n_r} \left[\mathcal{E}\left\{\sum_{n=1}^{n_r} |h_n|^2\right\} + \sum_{n=1}^{n_r} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{n_r} \mathcal{E}\{|h_n|\} \mathcal{E}\{|h_m|\} \right] \\ &= \frac{\rho}{n_r} \left[n_r + n_r(n_r - 1) \frac{\pi}{4} \right] = \rho \left[1 + (n_r - 1) \frac{\pi}{4} \right] \end{aligned} \quad (1-33)$$

其中, 最后两个等式来自瑞利衰落信道特性式(1-13)或 B.2(见附录 B)。可见阵列增益随 n_r 线性增加, 它大于选择合并的阵列增益。此外, 等增益合并的分集增益为 n_r , 类似于选择合并的情况[Yac93]。

2. 最大速率合并

第二种增益合并依赖复信道增益知识, 权值选为 $w_n = h_n^*$ 。这时, 后合并信号为

$$z = \sqrt{E_s} \|\mathbf{h}\|^2 c + n' \quad (1-34)$$

其中, $n' = \mathbf{h}^H \mathbf{n}$ 。因为它最大化了输出信噪比 ρ_{out} , 这一策略称作最大速率合并(maximal ratio combining, MRC)。这时

$$\rho_{out} = \frac{1}{\sigma_n^2} \mathcal{E}\left\{\frac{E_s \|\mathbf{h}\|^4}{\|\mathbf{h}\|^2}\right\} = \rho \mathcal{E}\{\|\mathbf{h}\|^2\} = \rho n_r \quad (1-35)$$

有趣的是, 与不同 h_n 间的相关性无关, 最后的等式总成立。在 MRC 分集方案中, 阵列增益 g_a 永远等于 n_r , 或等价地认为, 输出信噪比是所有支路信噪比的和。

当讨论 MRC 增益时, 首先考虑用 BPSK 调制发射的情况。众所周知, 当 $u = \|\mathbf{h}\|^2$, 且不同信道是独立同分布的瑞利信道时(见附录 B), u 服从 $2n_r$ 个自由度的 χ^2 分布

$$p_u(u) = \frac{1}{(n_r - 1)!} u^{n_r - 1} e^{-u} \quad (1-36)$$

误符号率可由下式给出

$$\bar{P} = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\rho u}) p_u(u) du \quad (1-37)$$

$$= \left[\frac{1 - \sqrt{\rho/(1+\rho)}}{2} \right]^{n_r} \sum_{n=1}^{n_r} \binom{n_r + n - 2}{n-1} \left[\frac{1 + \sqrt{\rho/(1+\rho)}}{2} \right]^{n-1} \quad (1-38)$$

当信噪比很大时, 上式变成