

龚建民 刘崇春 著

多入多出通信 系统原理



科学出版社
www.sciencep.com

多入多出通信系统原理

龚建民 刘崇春 著

科学出版社

北 京

内 容 简 介

本书通过介绍多人多出通信系统的基本理论和重要的发展课题,形成对多人多出通信系统的基本认识,进而提供实际应用中的理论基础,以及解决理论和技术问题的有效途径。全书共8章,内容包括:无线通信信道和分集、信息论基础、多人多出系统的信道容量、天线数的优化、信道相关、空时编码设计准则、空时网格编码、正交空时分组编码。

本书可作为高等院校通信工程专业研究生和高年级本科生的教材,也可供通信工程领域的工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

多人多出通信系统原理/龚建民,刘崇春著. —北京:科学出版社, 2010

ISBN 978-7-03-027030-6

I. 多… II. ①龚…②刘… 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 044800 号

责任编辑:耿建业 裴 育 / 责任校对:张怡君

责任印制:赵 博 / 封面设计:耕者设计工作室

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街16号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

陈海印刷有限责任公司印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2010年3月第 一 版 开本:B5(720×1000)

2010年3月第一次印刷 印张:11

印数:1—4 000 字数:205 000

定价:35.00 元

如有印装质量问题,我社负责调换

前 言

未来的无线通信系统与现有的移动无线标准相比,不仅应该具有更高的声音质量和更快比特速率的数据服务,而且必须能在不同类型的环境下可靠工作,如宏蜂窝、微蜂窝和微微蜂窝的环境,城市、城郊和农村,室内和室外等。换句话说,即将到来的无线通信系统需要在多样环境中提供更好的质量、更大的覆盖范围、更大的功率和更高的频谱效率。

在传统的移动无线通信中,单入单出(single-input single-output, SISO)通信系统在链接的每一端只有一个天线。其基本现象是时变多径衰落,这使得进行可靠的无线传输变得有些困难。也正是这个现象,使无线传输与光纤、同轴电缆、视线范围内的微波和卫星传输相比,成为一个挑战。

在多径衰落信道中提高质量或降低有效误差率是极其困难的。在加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise)中,用典型的调制和编码方案将比特误码率(bit error rate)从 10^{-2} 降低到 10^{-3} ,要求增加 1dB 或 2dB 的信噪比;而在多径衰落环境取得同样的结果,要求增加 10dB 以上的信噪比。然而,在下一代通信系统的要求中,已经不允许通过增加发射功率或带宽来改善信噪比。因此,在没有额外功率或带宽增加的情况下,在移动站和基站有效地对抗或降低衰落效应是至关重要的。

在无线信道中减轻多径衰落最有效的技术是发射功率控制。如果接收机经历的信道条件为发射机所知,发射机可以预变形信号以便克服在接收机中的信道效应。然而,这里存在两个基本问题。其中,主要问题是所要求的发射机动态范围。发射机要克服某种程度的衰落,必须增加同等量级的发射功率。由于辐射功率限制、放大器尺寸和成本等因素,这种方法在大多数情况下是不实际的。第二个问题是发射机没有接收机经历信道的任何知识,因此,信道信息不得不从接收机反馈到发射机,这导致吞吐量降低,并给发射机和接收机增加相当大的复杂性。

在大多数散射环境中,天线分集是实际有效,并广泛应用于降低多径衰落效应的技术。为了增加天线分集,在链接的一端增加天线。这种分集和天线阵增益的结果是增加信道容量:对于发射分集,有多个发射输出天线和单个接收输入天线(single-input multiple-output, SIMO);对于接收分集,有单个发射输出天线和多个接收输入天线(multiple-input single-output, MISO)。

在链接两端同时增加天线,每一个发射天线发送一个独立信号,就形成多人多出(multiple-input multiple-output, MIMO)通信系统。这个选择由于手提设备

有限的尺寸和低频带工作等原因,在先前的移动通信标准中被放弃。现在,随着无线局域网的激增,以及对高级和带宽消费服务的需求,如在无线界面上的视频,已经重新考虑启用这个选择。Winters、Foschini 和 Telatar 等先驱的工作预言,当信道有丰富的散射并且它的变化可被准确跟踪时,该无线系统有相当大的频谱效率,这点燃了研究者对这个领域的兴趣。这个选择带着提高相对于今天所取得的频谱效率多个数量级的前景,在已出现的无线技术中脱颖而出,推动了无线容量的前沿发展。多入多出通信系统的核心思想是空时处理。在这个处理中时间和固定的空间中多个分布天线的空间维数相匹配。关键特征是把传统无线传输的障碍,即多径传播,转变为有利于信道容量的能力。它利用随机衰落和多径延迟分布来增大传输速率。

多入多出通信系统目前仍是一个年轻和迅速发展的通信系统。由于这个通信系统提供大容量通信的前景,它吸引了全球学术界和工业界的注意。大量的研究和丰硕成果迅速出现:①研究多入多出通信系统的信道容量;②信道模型和测试;③实现信道容量的结构空时编码;④在第三代通信系统或更高系统上的应用等。

本书和这些研究成果直接相关,主要介绍多入多出通信系统的基本理论和重要的发展课题,以给实际应用提供理论基础,以及解决理论和技术问题的有效途径。

多入多出通信系统的发展是惊人的。仅仅数年,它已从理论探索进入工程实际。这个快速发展导致大量学术界和工业界人士积极参与到这个领域中。这个群体涵盖了好奇于多入多出通信系统背后数学问题的数学家和大学生,以及通信专家和工程师。因此,带来学习和掌握多入多出通信系统理论和实际的需求。本书采用教材的形式,希望有益于读者学习多入多出通信系统的理论和实际应用。

本书从基本概念出发,逐步展开理论和实际的讨论,具体章节如下:第 1 章为无线通信信道和分集,分析无线信道的特征,并研究信道的特性;第 2 章为信息论基础,介绍信息论基础理论,导出多个高斯随机变量的交互信息容量;第 3 章为多入多出系统的信道容量,主要导出多入多出系统的信道容量,并研究信道容量的随机特性和分布;第 4 章为天线数的优化,分析多入多出通信系统发射和接收天线数目与信道容量的关系;第 5 章为信道相关,分析信道相关和信道相关对信道容量的影响;第 6 章为空时编码设计准则,建立构造空时编码的准则;第 7 章为空时网格编码,讨论和分析空时网格编码;第 8 章为正交空时分组编码,讨论和分析正交空时分组编码。

作 者

2010 年 1 月

符 号 表

$\ \cdot \ $	欧氏范数
$\ \cdot \ _F$	Frobenius 范数
$\ A_{ij} \ _{i,j}$	矩阵 A
$ \cdot $	绝对值或行列式
$\lfloor x \rfloor$	小于或等于 x 的最大整数
$!$	阶乘
$\otimes$	卷积符号或张量乘积
$*$	复共轭
$+$	转置共轭
$\det$	行列式
$E[\cdot]$	数学期望
$I(\xi, \eta)$	交互信息
Im	虚数分量
I_N	$N \times N$ 单位矩阵
$i_{\mathcal{H}}(x, y)$	信息密度
j	$\sqrt{-1}$
$\min(N, M)$	N 和 M 中较小值
$\max(N, M)$	N 和 M 中较大值
$P(\cdot)$	概率
$p_X(x)$	X 的概率密度函数
Re	实部
T	转置
tr	矩阵的迹

目 录

前言

符号表

第 1 章 无线通信信道和分集	1
1.1 无线应用	1
1.2 无线信道	1
1.2.1 衰减	3
1.2.2 衰落	3
1.3 衰落信道的统计模型	6
1.3.1 瑞利衰落模型	7
1.3.2 莱斯衰落模型	8
1.3.3 频率选择衰落信道	8
1.4 分集	8
1.4.1 分集方法	9
1.4.2 合并方法	10
1.4.3 最大比合并	11
1.4.4 选择合并	12
1.5 空间复用增益和它与分集的权衡	13
1.6 闭环系统和开环系统	14
1.7 发射分集的历史过程	15
问题	16
第 2 章 信息论基础	17
2.1 概率空间	17
2.2 随机变量	17
2.3 分布的变化	19
2.4 信息的定义	20
2.5 信息的基本特性	21
2.6 高斯随机变量的信息	22
2.6.1 正则分布	22
2.6.2 高斯随机变量的信息	23
2.7 复高斯随机变量及其统计特性	27

问题	29
第 3 章 多入多出系统的信道容量	31
3.1 数学模型	31
3.2 信道容量	33
3.3 信道容量初步分析	36
3.4 信道容量的分布	41
3.4.1 非相关瑞利衰落信道 Wishart 矩阵本征值的分布	42
3.4.2 相关瑞利衰落信道 Wishart 矩阵本征值的分布	43
3.4.3 信道容量的特征函数	45
3.4.4 信道容量的分布	49
3.4.5 信道容量的均值	50
问题	50
第 4 章 天线数的优化	52
4.1 信道容量随天线数增长	52
4.2 发射分集和接收分集的比较	57
4.3 信道容量递减点的天线数	60
问题	63
第 5 章 信道相关	64
5.1 一环固定无线通信散射模型	65
5.2 一环空时信道相关模型	69
5.3 球形固定无线通信模型	73
5.4 数值分析信道相关和相关对信道容量的影响	75
5.4.1 天线数目安排	75
5.4.2 天线阵	76
5.4.3 两种天线单元	78
5.4.4 模拟结果	80
5.5 基于实验统计模型的相关和信道容量	85
5.5.1 低分辨天线到达角的统计	86
5.5.2 相关矩阵	89
5.5.3 天线阵	90
5.5.4 模拟结果	93
问题	97
第 6 章 空时编码设计准则	98
6.1 前言	98
6.2 秩和行列式准则	99

6.3	迹准则	104
6.4	最佳交互信息准则	106
	问题	106
第 7 章	空时网格编码	108
7.1	网格编码调制	108
7.2	网格编码调制的集分割原理	109
7.3	网格编码调制编码网格图的构造原则	112
7.4	空时网格编码	116
7.4.1	编码	116
7.4.2	译码	118
7.4.3	空时网格编码设计规则和特性	118
7.5	改进的空时网格编码	121
7.6	空时网格编码的性能	125
	问题	127
第 8 章	正交空时分组编码	128
8.1	Alamouti 编码	128
8.2	最大似然译码和最大比合并	131
8.3	实正交矩阵设计	132
8.4	复正交设计	141
8.5	一般化实正交设计	142
8.6	一般化复正交设计	146
8.7	伪正交空时分组码	152
8.8	性能分析	155
	问题	158
参考文献		159

第 1 章 无线通信信道和分集

1.1 无线应用

无线通信在许多方面都有应用。无线电广播就是早期一个成功的应用。后来又出现了电视广播和卫星通信。然而,目前无线通信的兴趣主要是由 20 世纪 80 年代建立的第一代蜂窝电话所引起的。第一代移动系统使用模拟传输。90 年代的第二代蜂窝通信系统使用数字通信。这两种系统主要用来传送语音。移动通信的成功和它对公众的吸引力引起工业和学术界更大的关注。许多研究人员专注于改进无线通信系统的性能,并把它扩展到图像、视频和数据等信息源。

工业上为这些应用建立了标准。移动通信全球系统(GSM)就是一个早期的标准。最近,第三代移动系统被用做多媒体高速率服务,其速率对快速移动用户可达 $144\sim 384\text{ kbit/s}$,对慢速移动用户可达 2.048 Mbit/s 。第三代移动的主体称为国际移动电话(IMT-2000),它包括时分多址系统全球发展标准(EDGE)的提高数据和 GSM 的提高系统,以及基于宽带码分多址的标准。其中一个标准是 CDMA2000 同步系统,另一个标准是 WCDMA 非同步系统,还有一个是时域 TDS-CDMA 系统。

对更高速率的要求并不限于第三代无线系统,另一个要求高速率和频谱效率的应用是无线局域网。在移动无线因特网中,无线连接是未来通信和系统不可缺少的部分。无线局域网的主要目的是给建筑大楼里的用户提供高速率网络连接。

其他无线通信的应用包括:①无绳电话系统。无绳电话系统标准包括个人手机上电话系统、数字无绳电话等。②蓝牙系统。蓝牙是在相邻用户设备之间建立的特别的无线网络,其标准是基于跳频码分多址。

1.2 无线信道

无线信道的一个显著特征是在发射机和接收机之间有许多通道。从无线传播的理论可以知道,可能的通道有从发射机到接收机的可见直接通道、反射通道、散射通道和绕射通道,如图 1.1 所示。

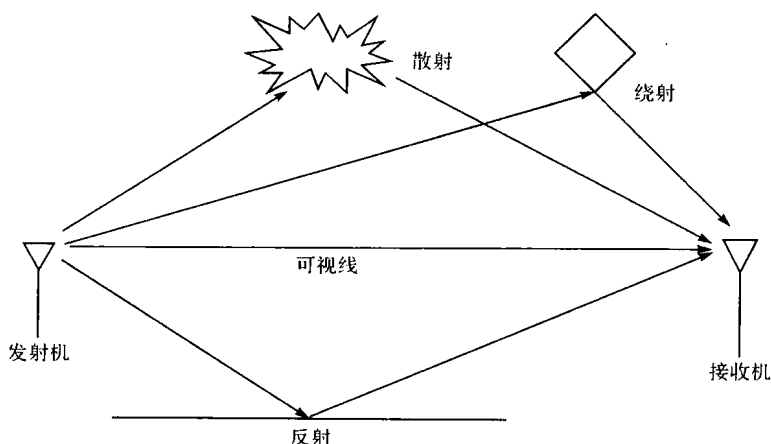


图 1.1 无线信道中电波的不同路径

从图 1.1 中可以看到,在发射机和接收机之间可能有直接的通道,这个通道称为可视线。当在发射机和接收机之间有大的物体挡住射线,可视线就不能存在。当存在可视线时,由可视线传播的信号通常是最强的和主要的确定信号。当它的强度和相位随着移动而改变时,这些变化是可预言的,因此它们通常是距离的函数,而不是许多随机因素的函数。

发射机和接收机之间可能有反射信号。当电磁波遇到比其波长长得多的物体就会发生反射。经过许多平面的反射,电磁波可以找到一个到接收机的通道。当然,这个通道要比可视线走更长的距离,其功率和相位都和可视线不同。

电磁波在传播过程中可能发生散射。当电磁波遇到大量比其波长小的物体时,就会产生散射,使波在不同方向上传播。

电磁波在传播过程中还可能发生绕射。当电磁波遇到不规则的表面时,就会产生绕射。

除了以上提到的现象,在电磁波传播过程中,还有吸收衰减和衍射现象。

各种通道的存在导致到达接收机的发射信号是多样的。所有接收信号累积在一起,形成一个非加性白噪声无线信道模型。由于加性白噪声模型不能描述无线信道,因此找出代表信道的模型是很重要的。

以上传播机理及其混合的效果带来无线信道特有的特性。这些效果通过不同的方式降低信号的功率。功率降低主要两个方面:一个是大范围效应,用于表征长距离信号功率或信号时间平均特征,称为衰减、路径损失或大范围衰落;另一个是信号功率和幅度的迅速变化,用来表征信号短距离或短时间间隔的特征,称为小范围衰落或衰落。下面分别讨论这两种情况的模型。

1.2.1 衰减

衰减(或大范围衰落)是由传播损失、天线损失、过滤器损失等因素造成的。平均接收信号(或大范围衰落因子)随距离对数的下降而下降。对数因子(或路径增益指数)与收发之间的传播媒体和环境有关。例如,对于自由空间环境,如卫星通信环境,平均接收功率 P_r 正比于 d^{-2} , 其中 d 是收发间的距离。因此,损失因子是 2。对于其他传播环境,如市区,路径损失因子通常大于 2。设平均发射功率为 P_t , 则平均接收功率为

$$P_r = \beta d^{-\nu} P_t \quad (1.1)$$

式中, ν 是路径损失因子; β 是有关频率和其他因子的参数。

有时称式(1.1)为对数距离路径损失模型,因为路径损失与距离是对数关系。给定一个参考距离 d_0 计算式(1.1),并在离 d_0 为 d 的距离上用分贝(dB)数计算相对损失,有

$$L_p = \beta_0 + 10\nu \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (1.2)$$

式中, L_p 是分贝路径损失; β_0 是在距离 d_0 测得的路径损失。正如前面所说, ν 是收发环境的函数。测量突变信号并把测量结果和模型拟合,可以计算 ν 。基于经验测试, ν 介于 2 和 6 之间。在许多实际情况,以上简单模型不匹配测试数据。在距离发射机同样距离不同地点上的测试有不同的结果。经验指出许多本地环境效应,如建筑物高度,会影响路径损失。这些本地效应通常是随机的,由电波遮蔽效应引起。为了模拟它们,利用以下的高斯分布来描述:

$$L_p = \beta_0 + 10\nu \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + X \quad (1.3)$$

式中, X 是一个均值为 0 的高斯随机变量,典型标准偏差范围是 5~12dB。因为分贝对数是一个正则随机变量,所以式(1.3)称为对数正则模型。这个对数正则模型在实际设计和分析系统时,用做提供接收功率的工具。如果从测量数据中知道该模型的参数,就可以得到系统中随机位置的接收功率值。关于无线信道的其他讨论,可以参见文献[1]~[4]。

1.2.2 衰落

衰落(或等效的小范围衰落)是由两个或两个以上在稍微不同时间到达接收机的发射信号的不同版本干涉造成的。这些版本,即多径电波,在接收天线和对应的匹配滤波器中结合,提供一个有效的混合信号。这个混合信号在幅度和相位上可以存在大范围上的不同。天线信号在短时间周期内迅速的波动以致于可以忽略大范围的路径损失效应。多径效应和衰落的随机性导致使用不同的统计参

数来模拟无线信道。为了理解不同模型下的行为和机理,下面研究衰落的原因和特性。

首先,研究这些模型上的移动效应。假设收发间环境中的物体是静态的,只有接收机在移动。在这种情况下,衰落纯粹是由距离完全描述的空间现象。另一方面,当接收机通过环境移动时,信号的空间变化对接收机来说转化为时间变化。换句话说,由于移动性,时间和距离有一个关系,可以产生时变衰落信道。因此,在这样的情景中,可以交替和等效地使用时间和距离。

无线信道时变特性也可应用到周围物体移动的情形。类似的,导致在接收机上的波动是结构性随机的。

多径衰落是由收发间的多种路径引起的。正如前面讨论的,反射、绕射和散射在接收机中产生多种形式的信号。多种形式信号的有效结合在性质上是随机的,它的强度在短时间周期内变化很快。一个多径信道可以模拟成一个线性时变信道,如图 1.2 所示。线性时变脉冲响应的行为依赖于信道不同的参数。例如,移动速度和周围物体影响模型的特性。下面将讨论这些行为。

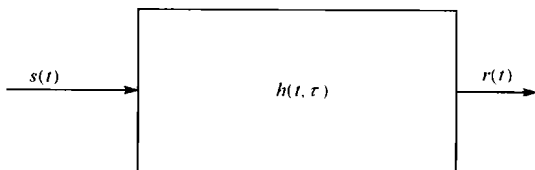


图 1.2 用线性时变脉冲响应模拟多径信道

反射体和散射体的存在产生一个不断变化的环境。多径传播增加基带信号到达接收机的时间,导致信号能量在幅度、相位和时间上的分散,引起信号符号间的干扰。如果信号在一个大于发射信号带宽的带宽上有一个常增益和线性相位响应, $h(t, \tau)$ 的脉冲响应可以用 $\tau=0$ 的时变幅度的 δ 函数来近似,即 $h(t, \tau) = \alpha(t)\delta(\tau)$,式中 $\delta(\cdot)$ 是狄拉克 δ 函数。这是一个窄带信道,其发射信号的频谱特性保留在接收机中,称为非频率选择衰落或平坦衰落。

图 1.3 为一个平坦衰落信道脉冲响应的实例。从图中可以看到,信道的窄带特性可以通过信道的时间和频率特性检测。在频域,信号的带宽小于信道的带宽;在时域,脉冲信道响应的宽度 τ 小于符号周期 T_s 。这样,对于给定的传输速率或对应给定的符号周期,这个信道可以是平坦的;而对于更高的传输率,该信道并不是平坦的。因此,没有发射信号的相关信息而评论信道平坦性是没有意义的。同样,需要定义信道的带宽,以便与信号带宽相比较。通常,信道带宽用它的延迟色散来定义。为了定义延迟色散,这里假定多径信道包含 N 个路径,第 i 个路径的功率和延迟分别是 p_i 和 τ_i 。则加权平均延迟为

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^N p_i \tau_i}{\sum_{i=1}^N p_i} \quad (1.4)$$

而延迟色散定义为

$$\sigma_{\tau} = (\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2)^{1/2} \quad (1.5)$$

其中

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^N p_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^N p_i} \quad (1.6)$$

那么,信道相干带宽近似为

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_{\tau}} \quad (1.7)$$

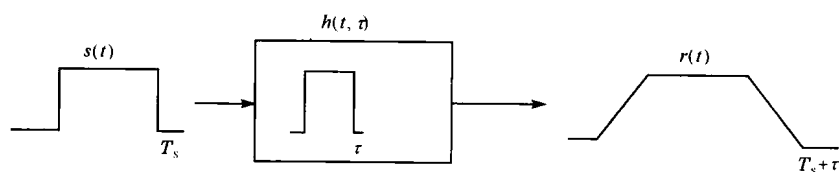


图 1.3 平坦衰落($\tau \ll T_s, B_s \ll B_c$)

正如先前的定义,在平坦信道中信道相干带宽 B_c 远大于信号带宽 B_s 。另一方面,如果信道在一个小于信号带宽的带宽内具有一个常增益和线性相位,就会存在符号间干扰,接收信号就会变形。这样一个宽带信道称为频率选择衰落。图 1.4 显示了频率选择衰落信道脉冲响应。在这种情况下,脉冲响应可以用一系列 δ 函数来近似:

$$h(t, \tau) = \sum_{j=1}^J \alpha_j(t) \delta(\tau - \tau_j) \quad (1.8)$$

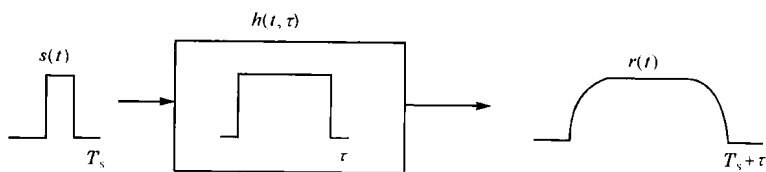


图 1.4 频率选择衰落($\tau > T_s, B_s > B_c$)

每一个 δ 分量独立地衰落,即 $\alpha_j(t)$ 是独立的。对于频率选择衰落,信号带宽大于信道相干带宽。等效的,在时域,信道脉冲响应宽度 τ 大于符号周期 T_s 。同

样,信道频率选择特性依赖于传输速率和信道特性。简单地说,基于多径时间延迟,衰落信道分成两类,即平坦型和频率选择型。

另一个由移动性引起的独立现象是多普勒频率漂移。假定信号的波长为 λ ,接收机移动速度为 v ,移动运动方向和电波到达方向的交角为 θ 。在这种情况下,电波的频率变化,即多普勒频率漂移 f_d ,由下式给出:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (1.9)$$

由于不同路径有不同的角度,接收机里有对应不同路径信号的各种多普勒漂移频率。事实上, θ 是随机的,频率变化也是随机的。由于不同多径分量上的多普勒漂移,发射机和接收机间的相对运动导致随机频率调制。同理,周围物体的移动在不同路径上也产生时变频率漂移。如果接收机移动速度远大于周围物体的移动速度,则由周围物体移动引起的频率漂移可以忽略。对于任一发射频率,在接收端都可接收到许多多普勒漂移,导致接收机频谱展宽。多普勒色散,即非零多普勒频谱的频率范围,是频谱展宽的量度。如果最大多普勒漂移是 f_s ,发射频率是 f_c ,则接收频率范围从 $f_c - f_s$ 到 $f_c + f_s$ 。如果基带信号带宽远大于多普勒色散,则该衰落称为慢衰落。这时,多普勒色散效应可以忽略。信道脉冲响应以比发射基带信号低很多的速率变化,从而在一个或多个互逆带宽内,可以假定信道是静态的。另一方面,如果多普勒色散效应不可忽略,则信道是快衰落信道。在快衰落信道中,则信道脉冲响应在一个符号期间内快速变化。因此,基于多普勒色散,衰落信道可以分为两类,即慢衰落信道和快衰落信道。

慢衰落信道和快衰落信道也可以基于时域特性来定义。为此,定义一个信道的相干时间 T_c ,即如果两个衰落信道的取样在时间上小于 T_c ,那么它们是高度相关的。由于这个定义取决于多大相关才是高度相关,所以 T_c 是一个统计意义上的测度。如果相关临界值取值为 0.5,则 T_c 为

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_s} \quad (1.10)$$

实际上,相干时间是信道脉冲响应有效不变的持续时间。如果信号时间小于相干时间,整个信号受同一信道影响,则信道是慢衰落信道;如果信号时间大于相干时间,信道变化足够快,使得发射信号不同的部分经历不同的信道,则信道是快衰落信道。

1.3 衰落信道的统计模型

前面是通过线性脉冲响应来模拟衰落信道。平坦衰落可用一个 δ 函数来近似,而频率选择衰落可用多个 δ 函数来近似,其中,这些 δ 函数的幅度是随机的。

为了考察这些幅度和接收功率的行为,需要统计模型。下面将讨论一些重要的统计模型。

1.3.1 瑞利衰落模型

首先考虑平坦衰落信道。假定在收发间没有可视路径,信道有 N 个路径,发射载波频率为 f_c ,则接收信号为

$$r(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(2\pi f_c t + \phi_i) + \eta(t) \quad (1.11)$$

其中, a_i 和 ϕ_i 分别是第 i 个分量的幅度和相位; $\eta(t)$ 是高斯噪声。展开式(1.11)中的余弦项,则产生

$$r(t) = \cos(2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N a_i \cos \phi_i - \sin(2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N a_i \sin \phi_i + \eta(t) \quad (1.12)$$

第一个和第二个求和项在数字通信中习惯称为“同相”(in phase)和“正交相”(quadrature phase)。求和项 $A = \sum_{i=1}^N a_i \cos \phi_i$ 和 $B = \sum_{i=1}^N a_i \sin \phi_i$ 是 N 个随机变量的和,因为环境中的物体是随机变化的。如果 N 很大,根据中心极限定理, A 和 B 是独立一致分布的高斯随机变量。接收信号的包络为 $R = \sqrt{A^2 + B^2}$ 。由于 A 和 B 是零均值高斯随机变量,这个包络就是瑞利(Rayleigh)分布。瑞利随机变量 R 的概率密度函数(probability density function, PDF)是

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (r \geq 0) \quad (1.13)$$

其中, σ^2 是随机变量 A 和 B 的方差。接收功率是一个指数随机变量,其概率密度函数为

$$p_X(x) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right) \quad (x \geq 0) \quad (1.14)$$

注意,平均功率,即以上指数随机变量的平均,既是 $E[X^2] = 2\sigma^2$,也是 A 和 B 方差的和,其中 $E[\cdot]$ 表示数学期望。

式(1.11)和式(1.12)中的接收信号代表接收机中第一阶段的模拟信号。通常在匹配滤波器、取样和分组后处理基带数字信号。为了方便,这里将 r_i 作为基带离散时间接收信号。实际上,当接收机输入信号是 $r(t)$ 时, r_i 是解调后匹配滤波器的输出。类似的, s_i 和 η_i 分别是 $s(t)$ 和 $\eta(t)$ 的离散信号。注意,在以上分析中,发射信号是隐含的。用以上的参量,可以证明基带信号间的关系为

$$r_i = \alpha s_i + \eta_i \quad (1.15)$$

其中, α 是复高斯随机变量,即衰落系数 α 的实部和虚部是零均值高斯随机变量。衰落系数的幅度 $|\alpha|$ 是瑞利随机变量,其中 $|\cdot|$ 是绝对值。式(1.15)中输入输出

的关系称为衰落信道模型。系数 α 称为路径增益, 加性噪声分量 η 通常是高斯噪声。

1.3.2 莱斯衰落模型

在平坦衰落信道的多个路径中, 如果存在可视路径, 就会存在一个主要的静态分量。那么, 高斯随机变量 A 和 B 的均值就不为 0。在这种情况下, 包络随机变量 R 的分布为莱斯(Ricean)分布, 其概率密度函数为

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + D^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Dr}{\sigma^2}\right) \quad (r \geq 0; D \geq 0) \quad (1.16)$$

其中, D 是主要信号的峰值幅度; I_0 是零阶第一类修正贝塞尔函数。正如期望的那样, 当主要信号消失, 即 $D \rightarrow 0$ 时, 莱斯分布收敛于瑞利分布。

与瑞利衰落模型类似, 在莱斯衰落模型中离散时间的输入输出关系也由式(1.15)给出。其主要区别是道路增益 α 的实部和虚部是非零均值的高斯随机变量, 其幅度 $|\alpha|$ 的分布是莱斯分布。

1.3.3 频率选择衰落信道

正如前面所说, 频率选择衰落可用符号间干扰来模拟。因此, 信道可用几个 δ 函数的和来模拟。对应的, 离散输入输出关系是

$$r_t = \sum_{j=0}^{J-1} \alpha^j s_{t-j} + \eta_t \quad (1.17)$$

其中, 路径增益 α^j 是独立复高斯分布。在瑞利衰落情况下, α^j 是零均值一致独立分布复高斯随机变量。文献中广泛使用的一个特别情况是二射线瑞利衰落模型。对于此模型, 有

$$r_t = \alpha^0 s_t + \alpha^1 s_{t-1} + \eta_t \quad (1.18)$$

其中, α^0 和 α^1 的实部和虚部都是零均值高斯随机变量。

1.4 分 集

与高斯信道不同, 式(1.15)中的衰落信道遭受功率上的突然下降。这个下降归因于传播媒体中多径信号破坏性的叠加, 也可以归因于来自其他用户的干扰。接收功率的变化有时大于 20~30dB。在接收机, 热噪声的功率通常变化不大。因此, 接收机的有效信噪比可以经历深的衰落和急剧下降。通常有一个最小接收信噪比使接收机可以可靠地检测和解码发射信号。如果接收信噪比小于这个临界信噪比, 则可靠地恢复发射信号是不可能的, 这通常称为“中断”。中断概率可以根据模拟信道或信道实际测试得到的统计模型来计算。它是接收功率低于给定