第3章 hapter 3



LTE关键技术

本章介绍了 LTE 的关键技术——正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)、多输入多输出(Multiple Input Multiple Output,MIMO)、链路自适应及混合自动重传请求(Hybrid Automatic Repeat reQuest,HARQ)技术。首先阐述了 OFDM 系统的基本原理、实现方法以及 OFDM 系统的信道估计技术以及同步技术;然后讲述了 MIMO 空时编码技术和相应的检测或译码方法,此外还给出了单用户和多用户预编码 算法;最后,在信道状态信息的基础上,阐述了自适应信道编码技术、HARQ 技术。

3.1 OFDM 技术

近年来,OFDM 系统得到人们越来越多的关注,其主要原因是 OFDM 系统存在如下的 优点:

(1) 将高速数据流进行串并转换,使得每个子载波上的数据符号持续长度相对增加,从 而可以有效地减小无线信道的时间弥散所带来的符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI),这样就减小了接收机内均衡的复杂度,有时甚至可以不采用均衡器,仅通过采用插入 循环前缀的方法消除 ISI 的不利影响。

(2)传统的频分复用方法将频带分为若干个不相交的子频带来传输并行的数据流,在 接收端用一组滤波器来分离各个子信道。这种方法的优点是简单、直接,缺点是频谱利用率 低,子信道之间要留有足够的保护频带,而且多个滤波器的实现也有不少困难。而 OFDM 系统由于各个子载波之间存在正交性,允许子信道的频谱相互重叠,因此与传统的频分复用 系统相比,OFDM 系统可以最大限度地利用频谱资源。图 3.1 给出了传统频分复用和 OFDM 的比较。

(3) 各个子载波上信号的正交调制和解调在形式上等同于 IDFT 和 DFT,在实际应用 中,可以采用 IFFT 和 FFT 来快速实现。随着大规模集成电路和数字信号处理技术的发 展,FFT 运算变得更加容易,当子载波数很大时,这一优势十分明显。

(4) 无线数据业务一般存在非对称性,即下行链路中的数据传输量要大于上行链路中的数据传输量,这就要求物理层能够支持非对称高速率数据传输,OFDM系统就可以通过使用不同数量的子载波来实现上行和下行链路中不同的传输速率。

(5) OFDM 易于和其他多种接入方法结合使用,构成正交频分多址接入(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)、多载波码分多址接入(Multi-Carrier Code



图 3.1 传统频分复用与 OFDM 的信道分配

Deivision Multiple Access, MC-CDMA)以及 OFDM 时分多址接入(OFDM Time Division Multiple Access, OFDM-TDMA)等,使得多个用户可以同时利用 OFDM 技术进行不同的 信息传输。

(6) OFDM 易于和现有的空时编码技术相结合,实现高性能的多输入多输出通信 系统。

正是由于 OFDM 具有的上述特性,使得 OFDM 技术成为当前常见的宽带无线和移动 通信系统的关键技术之一。然而,OFDM 技术在实际应用中也存在缺陷,主要体现在如下 两个方面:

(1) OFDM 易受频率偏差的影响。OFDM 技术所面临的主要问题就是对子载波间正 交性的严格要求。由于 OFDM 系统中各个子载波的频谱相互覆盖,要保证它们之间不产生 相互干扰的唯一方法就是保持相互间的正交性。OFDM 系统对这种正交性相当敏感,一旦 发生偏移,便会破坏正交性,造成载波间干扰(Inter-Carrier Interference, ICI),这将导致系 统性能的恶化。而且,随着子载波个数的增多,OFDM 符号的周期将被拉长,子载波频率间 隔会减小,使得 OFDM 系统对正交性更敏感。此外,在 OFDM 系统的实际应用中,不可能 所有条件均达到理想情况,无论是无线移动信道传输环境,还是传输系统本身的复杂性都注 定了 OFDM 系统的正交性将受到多种因素的影响。

(2) OFDM 存在较高的峰值平均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR),也称 峰均功率比。与单载波系统相比,由于多载波调制系统的输出是多个子信道信号的叠加,因 此如果多个信号的相位一致时,所得到的叠加信号的瞬时功率就会远远大于信号的平均功 率,导致出现较大的峰值平均功率比。这样就对发射机内放大器的线性范围提出了很高的 要求,如果放大器的动态范围不能满足信号的变化,则会给信号带来畸变,使叠加信号的频 谱发生变化,从而导致各个子信道信号之间的正交性遭到破坏,产生相互干扰,使系统性能 恶化。

3.1.1 OFDM 基本原理

OFDM 是一种多载波调制方式,其基本思想是把高速率的信源信息流通过串并变换, 变换成低速率的 N 路并行数据流,然后用 N 个相互正交的载波进行调制,将 N 路调制后 的信号相加即得发射信号。OFDM 调制原理框图如图 3.2 所示。



图 3.2 OFDM 调制原理框图

设基带调制信号码元速率为R,码元周期为 t_s ,且信道的最大迟延扩展 $\Delta_m > t_s$,OFDM的基本原理是将原信号分割为N个子信号,分割后码元速率为R/N,周期为 $T_s = Nt_s$,然后用N个子信号分别调制N个相互正交的子载波。由于子载波的频谱相互重叠,因而可以得到较高的频谱效率。当调制信号通过信道到达接收端时,由于信道多径效应带来的码间串扰的作用,子载波之间不能保持良好的正交状态。因而,发送前就在码元间插入保护间隔。如果保护间隔 δ 大于最大时延扩展 Δ_m ,则所有时延小于 δ 的多径信号将不会延伸到下一个码元期间,因而有效地消除了码间串扰。

在发射端,数据经过调制(例如 QAM 调制)形成基带信号,然后经过串并变换成为 N 个子信号,再去调制相互正交的 N 个子载波,最后相加形成 OFDM 发射信号。

OFDM 解调原理框图如图 3.3 所示。在接收端,输入信号分为 N 个支路,分别与 N 个 子载波混频和积分,恢复出子信号,再经过并串变换和 QAM 解调就可以提取出数据。由于 子载波的正交性,混频和积分电路可以有效地分离各个子信道。



图 3.3 OFDM 解调原理框图

在图 3.3 中, f_0 为最低子载波频率, $f_n = f_0 + n\Delta f$, Δf 为载波间隔。

3.1.2 OFDM 的 IFFT 实现

OFDM 调制信号的数学表达形式为

$$D(t) = \sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp(j2\pi f_n t), \quad t \in [0, T]$$
(3.1)

式中:d(n)是第n个调制码元;T是码元周期 T_s 加保护间隔 $\delta(T = \delta + T_s)$ 。各子载波的 频率为

$$f_{n} = f_{0} + n/T_{s}$$
 (3.2)

式中: f₀为最低子载波频率。由于一个 OFDM 符号是将 M 个符号串并变换之后并行传

输出去,所以 OFDM 码元周期是原始数据周期的 M 倍,即 $T_s = Mt_s$,当不考虑保护间隔时,则由式(3.1)、式(3.2)可得

$$D(t) = \left[\sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp\left(j\frac{2\pi}{Mt_s}nt\right)\right] e^{j2\pi f_0 t} = X(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}$$
(3.3)

式中:X(t)为复等效基带信号,且

$$X(t) = \sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{Mt_s} nt\right)$$
(3.4)

对 X(t)进行抽样,其抽样速率为 $1/t_s$,即 $t_k = kt_s$,则有:

$$X(t_k) = \sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{M} nk\right), \quad 0 \le k \le (M-1)$$
(3.5)

由式(3.5)可以看出, $X(t_k)$ 恰好是d(n)的反离散傅里叶变换(Inverse Discrete Fourier Transform,IDFT),在实际中可用 IFFT 实现,相应的接收端解调则可用 FFT 完成。

图 3.4 给出了 OFDM 的系统框图。



3.1.3 OFDM 系统的抗多径原理

高速移动通信系统面临的主要挑战是克服多径传播不容忽视的有害影响,即传输信号 到达接收端,要通过多个传播路径。多径传播造成的两个主要影响是多径衰落和信道响应 的频率选择性,即频率选择性衰落。下面分析可以克服多径效应的 OFDM 技术将频率选择 性衰落信道转化成平坦衰落信道的基本原理。

参照图 3.4,设 X(u)表示符号周期为 t_s 的输入系列,串并变换器将 M 个连续的数据 符号变成数据向量,即 $X(n) = [X(nM) X(nM+1) \cdots X(nM+M-1)]^T$,子块的周 期是 Mt_s 。假设块的大小 M 为偶数,事实上,M 一般是 2 的数次幂,以便于在调制和解调中 有效利用 IDFT 和 FFT。设 X(n,k)表示第 n 个数据符号的第 k 个分量,即 X(n,k) = $X(nM+k), k=0,1,\cdots,M-1,X(n,k)$ 也被看成是第 n 个子块第 k 个子载波传输的数据符 号。数据符号向量 X(n)可以表示成: $X(n) = [X(n,0) X(n,1) \cdots X(n,M-1)]^T$,x(n)是 X(n)通过 M 点 IDFT 变换调制成 OFDM 符号, $x(n) = [x(n,1),x(n,1),\cdots,x(n,M-1)]$, 其中

$$x(n,k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{l=0}^{M-1} X(n,l) \exp\left(j \frac{2\pi lk}{M}\right), \quad 0 \leqslant k \leqslant M-1$$
(3.6)

为了避免 OFDM 符号间的干扰, IDFT 输出的长为 G 的循环扩展被加到 x(n) 上作为 保护间 隔, 一般 指 的 是 循 环 前 缀, 带 有 循 环 前 缀 的 向 量 可 以 表 示 为 $x^{s}(n) =$

48

[x(n,M-G) … x(n,M-1) x(n,0) … $x(n,M-1)]^{\mathsf{T}}$,向量 $\mathbf{x}^{s}(n)$ 扩展的分组 周期为 $(M+G)t_{s}$,通过频率选择性信道传输。

设多径信道最大延迟扩展为L,保护间隔的长度应满足G≥L,假设在整个扩展的分组 间隔内信道状态信息保持不变,接收的信号向量r(n)只是 $x^{s}(n)$ 和h(n)的线性卷积,即 $r(n)=x^{s}(n)*h(n),这里*表示线性卷积,h(n)=[h(nM,0) h(nM,1) \cdots h(nM,L-1)]^{T}$ 。 这里h(nM,i)表示第n个 OFDM 符号期间第i条路径的信道冲击响应。在接收端,首先从接收 到的信号向量中去掉保护间隔,形成向量 $y(n)=[r(n,G) r(n,G+1) \cdots r(n,M+G+1)]^{T}$ 。 很明显, $x^{s}(n)$ 是由x(n)的循环扩展构成,则向量y(n)是x(n)和h(n)的循环卷积。解调器对 y(n)进行 DFT 变换,以获得解调向量 $Y(n),Y(n)=[Y(n,0) Y(n,1) \cdots Y(n,M-1)]^{T}$, 其中:

$$Y(n,k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{l=0}^{M-1} y(n,l) \exp\left(-j \frac{2\pi lk}{M}\right), \quad 0 \leqslant k \leqslant M-1$$
(3.7)

DFT 的一个重要性质就是时域的循环卷积导致频域的相乘,则解调的信号向量为:

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{H}(n)\mathbf{X}(n) + \mathbf{Z}(n)$$
(3.8)

其中,H(n)是以信道冲击响应h(n)的傅里叶变换为对角元素的对角矩阵;Z(n)是信道噪声的 DFT。由于H(n)是对角的,则子信道可以完全分离,第k个对角元素 $H_{k,k}(n)$ 可看成是由下式给出的第k个子载波的复信道增益:

$$H_{k,k}(n) = \alpha(n,k) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-1} h(l) \exp\left(-j \frac{2\pi l k}{M}\right), \quad 0 \le k \le M-1$$
(3.9)

解调符号用复信道增益可表示为

Y(n,k) = α(n,k)X(n,k) + Z(n,k), 0 ≤ k ≤ M-1 (3.10) 除了噪声分量以外,解调符号是复信道增益 α(n,k)与相应符号 X(n,k)的乘积,这样 带有循环前缀的 OFDM 将频率选择性衰落信道转化成 M 个平坦衰落的子信道。这些平坦 衰落子信道提供了一个有效的平台,有助于空时处理技术被扩展到频率选择性衰落信道中。

3.1.4 OFDM 系统中的信道估计技术

在无线通信系统中,对无线传输信道特性的认识和估计是实现各种无线通信系统传输 的重要前提。为了获取实时准确的信道状态信息,使得系统能够获得相干检测的性能增益 等性能提升和实现相关技术,准确高效的信道估计器被作为 OFDM 系统不可缺少的组成 部分。

OFDM 信道估计方法可以分为两大类:基于导频的信道估计方法和信道盲估计方法。 基于导频的信道估计方法在发送信号选定某些固定的位置插入已知的训练序列,接收端根 据接收到的经过信道衰减的训练序列和发送端插入的训练序列之间的关系得到上述位置的 信道响应估计,然后运用内插技术得到其他位置的信道响应估计。信道盲估计方法无须在 发送信号中插入训练序列,而是利用 OFDM 信号本身的特性进行信道估计。信道盲估计方 法能获得更高的传输效率,但信道盲估计性能往往不如基于训练序列的信道估计方法。因 此,在 LTE 中使用的是基于导频的信道估计技术。

基于导频的信道估计方法就是在发送端发出的信号序列中某些固定位置插入一些已知 的符号和序列,然后在接收端利用这些已知的导频符号和导频序列按照某种算法对信道进



行估计。基于导频的信道估计 OFDM 系统框图如图 3.5 所示。

图 3.5 基于导频方法的信道估计系统组成框图

图 3.5 为 OFDM 系统基于导频的信道估计等效基带模型,输入端输入二进制数据,经 多进制调制后进行串并变换,在特定时间和频率的子载波上插入导频符号,进行 IFFT 运 算,将频域信号转换为时域信号。假定子载波个数为 N,X_m(k)表示第 m 个子载波上发送 数据经过 IFFT,产生对应的第 m 个 OFDM 信号的输出序列 x_m(n)。

$$x_{m}(n) = IFFT(X_{m}(k)) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m}(k) \exp\left(j\frac{2\pi kn}{N}\right), \quad n = 0, 1, \cdots, N-1 \quad (3.11)$$

经 IFFT 变换后的数据为避免多径带来的符号间干扰(ISI),在每个 OFDM 符号前添加 长度为 N。循环前缀(Cyclic Prefix, CP)。则添加循环前缀后,时域发送信号可以表示为

$$x_{m,g}(n) = \begin{cases} x_m(N+n), & n = -N_g, \dots, -1 \\ \\ x_m(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases}$$
(3.12)

经串并转换后,发送到多径信道。多径信道可建模成为 FIR 滤波器,即其信道的冲激 响应可以表示为

$$h(t,\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l(t)\delta(n-\tau_1), \quad n = 0, 1, \cdots, N-1$$
(3.13)

其中,*L* 表示多径数量; $a_l(t)$ 表示第*l* 径信号的幅度响应; τ_l 为第*l* 条路径的时延。在 *t* 时刻,信道冲激响应的频率响应(Channel Frequency Response, CFR)可写成:

$$H(t,f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t,\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \qquad (3.14)$$

信道频率响应的离散形式可写成:

$$H(m,k) = \sum_{l=0}^{L-1} h(m,l) e^{-2\pi k l/N}$$
(3.15)

则接收端接收到的信号和信道的线性卷积输出时域信号可以表示为

$$y_{m,g}(n) = x_{m,g}(n) * h_m(n,l) + v_m(n)$$

= $\sum_{l=0}^{L-1} h_m(n,l) x_{m,g}(n-l) + v_m(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1$ (3.16)

其中,下标 m 表示第 m 个时域 OFDM 符号; 括号中的 n 表示在 OFDM 符号内的具体位

50

置; h_m(n,l)表示第 m 个 OFDM 符号传输时信道的冲激响应; v_m(n)为加性高斯白噪声。则对应于去掉循环前缀后接收到信号的频域形式可以表示为

$$Y_m(k) = FFT(y_m(n)) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_m(n) \exp(-j2\pi kn/N), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.17)$$

若 CP 的长度 N_g 远大于多径信道最大时延,则不存在 ISI,有:

$$Y_{m}(k) = X_{m}(k) \times H_{m} + V_{m}(k)$$
(3.18)

从 Y(k)序列中提取出导频符号 Y_p(k),根据某种估计算法计算出导频处信道的频率响应 H_p(k),之后通过插值算法进而获得数据符号处的频率响应。最后通过解调及符号检测 或均衡技术对数据进行校正。

具体的导频方式应该根据具体信道特性和应用环境来选择。一般来说,OFDM系统中的导频图案可以分为3类:块状导频、梳状导频和离散分布导频结构。

在 OFDM 系统中,块状导频分布的原理是将连续多 个 OFDM 符号分成组,将每组中的第一个 OFDM 符号发 送导频数据,其余的 OFDM 符号传输数据信息。在发送 导频信号的 OFDM 符号中,导频信号在频域是连续的, 因此这种导频分布能较好地适应信道的多径扩散。这种 导频分布方式认为一个 OFDM 符号内信道响应不变且 相邻符号的信道传输函数很相近,所以这种信道估计方 法较适用于慢衰落信道,而由于所有子载波上都含有导 频信号,这种导频结构的 OFDM 系统能较好对抗信道频



率选择性衰落。块状导频结构如图 3.6 所示,其中实心点表示导频,空心点表示数据,N₁表示插入导频的时间间隔。

梳状导频结构与块状导频结构不同,它是指每隔一定的频率插入一个导频信号,要求导频间隔远小于信道的相干带宽。梳状导频信号在时域上连续,在频域上离散,所以这种导频结构对信道频率选择性敏感,但是有利于克服信道时变衰落中快衰落的影响。这种导频结构的 OFDM 信道估计系统可以用频域内插算法得出整个信道的信息。在图 3.7 中,实心点表示导频,空心点表示发送的数据,N_i表示插入导频的频率间隔。

离散分布的时频二维导频结构有很多种,其中正方形导频分布如图 3.8 所示,其中实心 点表示导频,空心点表示发送的数据。



离散分布的导频结构在构造上比块状和梳状导频分布结构要复杂很多,图 3.8 的正方 形导频结构需要在频域和时域上都等间隔地插入导频信号。在实际的通信系统中安排导频 分布时,为了保证每帧边缘的估计值也比较准确,使得整个信道估计的结果更加理想,系统 要求尽量使一帧 OFDM 符号的第一和最后一个子载波上都是导频符号。

利用上述导频结构,就可以利用导频估计算法实现信道估计。常用的信道估计方法包 括频域最小二乘(Least Squares,LS)算法和最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)算法等。

1. 频域最小二乘算法(LS)

LS 算法是 OFDM 系统中信道估计的最基本、最简单的算法。假设导频位置发送的子载波信息为 X_P,接收到的导频位置子载波信息为 Y_P,相应的频域信道衰落系数为 H_P,噪声为 N。则三者之间的关系可以表示为

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{P}} = \boldsymbol{X}_{\mathrm{P}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{P}} + \boldsymbol{N} \tag{3.19}$$

LS估计算法的目标是使Y-diag(X)H最小,则信道响应的估计值可表示为

$$\hat{\boldsymbol{H}} = \operatorname{argmin} \| \boldsymbol{Y} - \operatorname{diag}(\boldsymbol{X}) \boldsymbol{H} \|^{2}$$
(3.20)

则基于 LS 准则的信道估计算法可以表示为

$$\hat{\boldsymbol{H}}_{P,LS} = \operatorname{argmin} \left[(\boldsymbol{Y}_{P} - \boldsymbol{X}_{P} \boldsymbol{H}_{P,LS})^{\mathrm{T}} (\boldsymbol{Y}_{P} - \boldsymbol{X}_{P} \boldsymbol{H}_{P,LS}) \right]$$
(3.21)

对其求偏导数,令其偏导数为0,即:

$$\frac{\partial (\boldsymbol{Y}_{\mathrm{P}} - \boldsymbol{X}_{\mathrm{P}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{P,LS}})^{\mathrm{T}} (\boldsymbol{Y}_{\mathrm{P}} - \boldsymbol{X}_{\mathrm{P}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{P,LS}})}{\partial \boldsymbol{H}_{\mathrm{P,LS}}} = 0$$
(3.22)

可以得到基于 LS 准则的信道估计:

$$\hat{\boldsymbol{H}}_{P,LS} = (\boldsymbol{X}_{P}^{T}\boldsymbol{X}_{P})^{-1}\boldsymbol{X}_{P}^{T}\boldsymbol{Y}_{P} = \boldsymbol{X}_{P}^{-1}\boldsymbol{Y}_{P} = \boldsymbol{H}_{P} + \frac{\boldsymbol{N}_{P}}{\boldsymbol{X}_{P}}$$
(3.23)

所以 $\hat{H}_{P,LS}$ 可以表示为

$$\hat{\boldsymbol{H}}_{\text{P,LS}} = \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{H}}_{\text{P,LS}}(0) & \hat{\boldsymbol{H}}_{\text{P,LS}}(1) & \cdots & \hat{\boldsymbol{H}}_{\text{P,LS}}(N_{\text{P}}-1) \end{bmatrix}^{\text{T}} \\ = \begin{bmatrix} \frac{Y_{\text{P}}(0)}{X_{\text{P}}(0)} & \frac{Y_{\text{P}}(1)}{X_{\text{P}}(1)} & \frac{Y_{\text{P}}(N_{\text{P}}-1)}{X_{\text{P}}(N_{\text{P}}-1)} \end{bmatrix}^{\text{T}}$$
(3.24)

由式(3.24)可见,基于 LS 准则的信道估计方法没有使用任何信道先验信息,算法结构 简单,仅在各导频子载波上进行一次除法运算,计算量小,非常适用于实际系统。但是,因为 LS 估计中并未利用信道频域与时域的相关特性,所以在估计时忽略了噪声的影响,所以信 道估值对噪声比较敏感。在噪声较大时,估计的准确性大大降低,从而影响数据子信道的参 数估计。

2. 最小均方误差算法(MMSE)

为了降低噪声对信道估计的影响,提高估计精度,可采用 MMSE 准则来设计信道估计算法,其综合考虑了信道估计的特性和噪声的方差。假设 Ĥ 为信道估计值,H 为真实值, 信道估计的均方误差为

$$MSE = E[(\boldsymbol{H} - \hat{\boldsymbol{H}})^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{H} - \hat{\boldsymbol{H}})]$$
(3.25)

MMSE 准则就是使 MSE 最小,考虑导频子信道上的情况,相关矩阵可表示如下:

 $\boldsymbol{R}_{H_{P}Y_{P}} = \boldsymbol{E}[\boldsymbol{H}_{P}\boldsymbol{Y}_{P}^{T}] = \boldsymbol{E}[\boldsymbol{H}_{P}(\boldsymbol{X}_{P}\boldsymbol{H}_{P} + \boldsymbol{N}_{P})^{T}] = \boldsymbol{R}_{H_{P}H_{P}}\boldsymbol{X}_{P}^{T}$ (3.26)

 $\boldsymbol{R}_{Y_{r}Y_{r}} = E[\boldsymbol{Y}_{P}\boldsymbol{Y}_{P}^{T}] = E[(\boldsymbol{X}_{P}\boldsymbol{H}_{P} + \boldsymbol{N}_{P})(\boldsymbol{X}_{P}\boldsymbol{H}_{P} + \boldsymbol{N}_{P})^{T}] = \boldsymbol{X}_{P}\boldsymbol{R}_{H_{r}H_{r}}\boldsymbol{X}_{P}^{T} + \sigma_{N_{r}}^{2}\boldsymbol{I}_{N_{r}}$ (3.27) 其中, $\boldsymbol{R}_{H_{r}H_{r}}$ 为导频子信道自相关矩阵; \boldsymbol{X}_{P} 为导频信号; $\sigma_{N_{r}}^{2}$ 为导频子信道的加性噪声的 方差。则 MMSE 估计可表示如下:

$$\hat{\boldsymbol{H}}_{P,MMSE} = \boldsymbol{R}_{H_r H_r} \boldsymbol{X}_r^T (\boldsymbol{X}_P \boldsymbol{R}_{H_r H_r} \boldsymbol{X}_P^T + \sigma_{N_r}^2 (\boldsymbol{X}_P \boldsymbol{X}_P^T)^{-1})^{-1} \boldsymbol{Y}_P$$

$$= \boldsymbol{R}_{H_r H_r} (\boldsymbol{R}_{H_r H_r} + \sigma_{N_r}^2 (\boldsymbol{X}_P \boldsymbol{X}_P^T)^{-1})^{-1} \boldsymbol{X}_P^{-1} \boldsymbol{Y}_P$$

$$= \boldsymbol{R}_{H_r H_r} (\boldsymbol{R}_{H_r H_r} + \sigma_{N_r}^2 (\boldsymbol{X}_P \boldsymbol{X}_P^T)^{-1})^{-1} \boldsymbol{H}_{P,LS}$$
(3.28)

MMSE 估计算法需要计算($\mathbf{R}_{H_rH_r} + \sigma_{N_r}^2 (\mathbf{X}_P \mathbf{X}_P^T)^{-1}$)⁻¹,其中, $\mathbf{X}_P \mathbf{X}_P^T$ 在一个 OFDM 符号内 是不同的,即该矩阵求逆需要在一个符号时间内更新。当 OFDM 系统子信道数目 N 增大 时,矩阵求逆的运算量会变得十分巨大。因此,MMSE 算法的最大缺点就是计算量大,实现 起来对硬件要求比较高。而且在 MMSE 信道估计算法中,信道统计特性估计的准确程度对 该算法的性能影响较大。若用 $\mathbf{P}_X^{\perp} = \mathbf{I} - \mathbf{X}^H (\mathbf{X} \mathbf{X}^H)^{-1} \mathbf{X}$ 来代替($\mathbf{X}_P \mathbf{X}_P^T$)⁻¹,即用各子信道的 平均功率代替每一个符号的瞬时功率,则可极大地减小 MMSE 算法的计算量。

3.2 MIMO 技术

52

3GPP LTE 改进并增强了 3G 的空中接入技术,采用 OFDM 和 MIMO 作为其无线网 络演进的唯一标准。LTE 系统可以实现上行峰值达到 50Mb/s、下行峰值达到 100Mb/s 的 目标,极大地提高了频谱利用率。

由无线通信发展过程可知,在有限的带宽内大幅度提高频谱效率并保证通信链路质量 是推动移动通信技术进步的关键。为此 3GPP 在 LTE 及其后续版本的标准中提出过一系 列研究方案及解决技术,比如 MIMO 增强技术、OFDM 技术、多点协作(CoMP)、中继 (Relay)和异构网络(HetNet)等。在 LTE 中,MIMO 技术利用空间的随机衰落和延迟扩 展,对达到用户平均吞吐量和频谱效率要求起着至关重要的作用,因此被视为在当前和未来 移动通信中实现高速无线数据传输的关键技术。

多天线技术即多输入多输出(Multiple Input Multiple Output,MIMO)是一种用来描述多天线无线通信系统的抽象数学模型,输入的串行码流通过某种方式(编码、调制、加权、映射)转换成并行的多路子码流,通过不同的天线同时同频发送出去。接收端利用信道传输特性与发送子码流之间一定的编码关系,对多路接收信号进行处理,从而分离出发送子码流,最后转换成串行数据输出。

实际上,MIMO技术由来已久,早在1908年马可尼就提出通过使用多根天线来抑制信 道衰落,从而大幅度提高信道容量、覆盖范围和频谱利用率。在20世纪70年代就有人提出 将 MIMO技术用于通信系统,但是对无线移动通信系统多输入多输出技术产生巨大推动的 奠基工作则是20世纪90年代由AT&T Bell实验室学者完成的。1995年 Teladar 给出了 在衰落情况下的 MIMO 容量; 1996 年 Foshini 给出了一种多人多出处理算法——对角-贝 尔实验室分层空时(D-BLAST)算法; 1998 年 Tarokh 等讨论了用于多人多出的空时码; 1998 年 Wolniansky 等人采用垂直-贝尔实验室分层空时(V-BLAST)算法建立了一个 MIMO 实验系统,在室内试验中达到了 20(b/s)/Hz 以上的频谱利用率,这一频谱利用率在 普通系统中极难实现。这些工作受到各国学者的极大注意,并使得多输入多输出的研究工 作得到了迅速发展。

随后,MIMO技术开始大量应用于实际的通信系统,并很快成为无线通信领域的研究 热点。在高信噪比下,MIMO的信道容量能够成倍地优于单输入单输出(Single Input Single Output,SISO)通信系统。由于 MIMO 在提高频谱效率方面拥有着巨大的潜力,目 前 MIMO技术已应用于多个通信标准与协议,如 3GPP长期演进计划(LTE)、无线局域网 标准(IEEE 802.11n、IEEE 802.11ac)以及 3GPP2 超移动宽带计划(UMB)等。

3.2.1 空时分组码

空时分组码(Space Time Block Coding, STBC)利用码字的正交设计原理将输入信号 编码成相互正交的码字,在接收端再利用最大似然检测算法,得到原始信号。由于码字 之间的正交性,在接收端检测信号时,只需做简单的线性运算即可,这种算法实现起来比 较简单。

1. Alamouti 码

如第 3.2 节所述,通过采用多个接收天线可以相对容易地实现空间分集。例如,考虑蜂 窝电话系统的上行链路,即从移动台到基站的传输,由于在基站端可以轻易地以足够大的间 距放置多个天线,所以从移动台传输过来的信号可以被基站的多个天线获取,然后这些信号 可以用分集-合并技术(比如最大比合并、选择合并和等增益合并)进行合并,从而实现接收 分集。反过来,要在下行链路获取分集增益却不是那么容易,这是因为移动终端的尺寸一般 比较小,要在上面以足够大的间距放置多个天线以获得发射信号的多个独立复制是十分困 难的,因此通过发射分集来获取空间分集增益是最好的方案。

正是出于这个动机,Alamouti提出了一种在双发射天线的系统中实现发射分集的方法,Alamouti STBC 编码器的原理框图如图 3.9 所示。



图 3.9 Alamouti STBC 编码器的原理框图

假定采用 M 进制调制方案。在 Alamouti 空时编码中,首先调制每一组 m(m = log₂M) 个信息比特。然后,编码器在每一次编码操作中取两个调制符号 x₁ 和 x₂ 的一个分组,并 根据如下给出的编码矩阵将它们映射到发射天线:

$$\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$$
(3.29)

编码器的输出在两个连续的周期从两根发射天线发射出去。在第一个符号周期内,x₁ 从第一个天线发射,x₂从第二个天线发射;在第二个周期内,-x₂*从第一个天线发射,x₁* 从第二个天线发射。

显然,这种方法既在空间域又在时间域进行编码。且天线1的发射序列 $x_1 = [x_1, -x_2^*]$ 与天线2的发射序列 $x_2 = [x_2, x_1^*]$ 是正交的,即满足所说的空时分组码的构造准则。

这种 STBC 的最大优势在于采用简单的最大似然译码准则实现了最大的分集增益,是 一种简单有效的空时编码方案,同时也是 MIMO 历史上第一种为发射天线数为 2 的系统提 供完全分集的 STBC。

假设接收端只有一根接收天线,两根发射天线到接收天线的信道衰落系数分别为 h₁(t)和h₂(t),后面简写为h₁和h₂,且衰落系数在两个连续符号发射周期之间不变,则在 接收天线端,两个连续符号周期中的接收信号为

$$r_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \tag{3.30}$$

$$r_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \tag{3.31}$$

其中,r₁,r₂分别为两个连续符号周期中的接收信号;n₁和n₂为加性高斯白噪声。

STBC 的译码采用最大似然译码方案。最大似然译码就是对所有可能的 \hat{x}_1 和 \hat{x}_2 值, 从信号调制星座图中选择一对信号(\hat{x}_1, \hat{x}_2),使下面的距离量度最小:

 $d^{2}(r_{1},h_{1}\hat{x}_{1}+h_{2}\hat{x}_{2})+d^{2}(r_{2},-h_{1}\hat{x}_{2}^{*}+h_{2}\hat{x}_{1}^{*})=|r_{1}-h_{1}\hat{x}_{1}-h_{2}\hat{x}_{2}|^{2}+|r_{2}+h_{1}\hat{x}_{2}^{*}-h_{2}\hat{x}_{1}^{*}|^{2}$ 则最大似然译码可以表示为

$$(\hat{x}_{1}, \hat{x}_{2}) = \arg\min_{(\hat{x}_{1}, \hat{x}_{2}) \in C} (|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2} - 1)(|\hat{x}_{1}|^{2} + |\hat{x}_{2}|^{2}) + d^{2}(\tilde{x}_{1}, \hat{x}_{1}) + d^{2}(\tilde{x}_{2}, \hat{x}_{2})$$
(3.32)

其中,*C*为调制符号对(\hat{x}_1, \hat{x}_2)的所有可能集合; $d^2(\cdot)$ 表示欧氏距离的平方; \tilde{x}_1 和 \tilde{x}_2 是通过合并接收信号和信道状态信息构造产生的两个判决统计,表示为

$$\tilde{x}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \tag{3.33}$$

$$\tilde{x}_2 = h_2^* r_1 + h_1 r_2^* \tag{3.34}$$

则统计结果可以表示为

$$\widetilde{x}_{1} = (|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2})x_{1} + h_{1}^{*}n_{1} + h_{2}n_{2}^{*}$$
(3.35)

$$\tilde{x}_{2} = (|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2})x_{2} - h_{1}n_{2}^{*} + h_{2}^{*}n_{1}$$
(3.36)

由上述知,统计结果 \tilde{x}_i (*i*=1,2)仅仅是 x_i (*i*=1,2)的函数,因此,可以将最大译码准则 分为对于 x_1 和 x_2 的两个独立的译码算法,即

$$\hat{x}_{1} = \operatorname*{argmin}_{\hat{x}_{1} \in S} (|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2} - 1) |\hat{x}_{1}|^{2} + d^{2}(\tilde{x}_{1}, \hat{x}_{1})$$
(3.37)

$$\hat{x}_{2} = \operatorname*{argmin}_{\hat{x}_{2} \in S} (|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2} - 1) |\hat{x}_{2}|^{2} + d^{2}(\tilde{x}_{2}, \hat{x}_{2})$$
(3.38)

以上分析都基于一根接收天线的情形,对于有多根接收天线的系统,它与前者类似,只 是形式上略有不同。

图 3.10 给出了不同发射天线数(N₁)和接收天线数(N_r)对 Alamouti 方案的误比特率 (Bit Error Rate, BER)性能的影响。在仿真中, 假定发射天线到接收天线的衰落是相互独 立的,并且接收机能够获取完整的信道状态信息, 调制方式采用 QPSK。作为对照, 图 3.10

中还给出了单发单收系统的性能仿真。



图 3.10 Alamouti 的误码率性能

从图 3.10 中可以看出,2×1 的 Alamouti 发射分集方案获得了增益,相对于单发单收 情况的误比特性能有了极大的提高。2×2 的 Alamouti 分集方案,相对于 2×1 的 Alamouti 发射分集方案又有较大的性能改进,这是因为 2×2 Alamouti 分集方案存在接收分集的缘 故。当然,从单发单收的无分集结构到 2×1,2×2 的分集结构,在性能不断改进的同时,系 统发射端和接收端的设备复杂度也在不断增加。

2. 多发射天线的 STBC

Tarokh 等在基于 Alamouti 研究成果的基础上,根据广义正交设计原理将 Alamouti 的 方案推广到多个发射天线的情况。

大小为 N 的实正交设计码字是一个 $N \times N$ 的正交矩阵,其中各项是 $\pm x_1, \pm x_2, \cdots$, $\pm x_N$ 的其中之一。在数学上正交设计中的问题被称为 Hurwitz-Radon 问题,并且在 20 世 纪初就被 Radon 完全解决。

Alamouti方案可以看作发射天线数为2的复信号空时分组码,其复传输矩阵可以表示为

$$\boldsymbol{X}_{2}^{C} = \begin{bmatrix} x_{1} & -x_{2}^{*} \\ x_{2} & x_{1}^{*} \end{bmatrix}$$
(3.39)

该方案提供了完全分集 2、全速率 1 的传输。

对于 $n_t=3,4$ 的情况,其复传输矩阵为

$$\boldsymbol{X}_{3}^{C} = \begin{bmatrix} x_{1} & -x_{2} & -x_{3} & -x_{4} & x_{1}^{*} & -x_{2}^{*} & -x_{3}^{*} & -x_{4}^{*} \\ x_{2} & x_{1} & x_{4} & -x_{3} & x_{2}^{*} & x_{1}^{*} & x_{4}^{*} & -x_{3}^{*} \\ x_{3} & -x_{4} & x_{1} & x_{2} & x_{3}^{*} & -x_{4}^{*} & x_{1}^{*} & x_{2}^{*} \end{bmatrix}$$
(3.40)

$$\boldsymbol{X}_{4}^{\mathrm{C}} = \begin{bmatrix} x_{1} & -x_{2} & -x_{3} & -x_{4} & x_{1}^{*} & -x_{2}^{*} & -x_{3}^{*} & -x_{4}^{*} \\ x_{2} & x_{1} & x_{4} & -x_{3} & x_{2}^{*} & x_{1}^{*} & x_{4}^{*} & -x_{3}^{*} \\ x_{3} & -x_{4} & x_{1} & x_{2} & x_{3}^{*} & -x_{4}^{*} & x_{1}^{*} & x_{2}^{*} \\ x_{4} & x_{3} & -x_{2} & x_{1} & x_{4}^{*} & x_{3}^{*} & -x_{2}^{*} & x_{1}^{*} \end{bmatrix}$$
(3.41)

该矩阵任意两行内积为 0,保证了结构的正交性。此时,4 个数据符号要在 8 个时间周 期内传输,因此传输速率是 1/2。

空时分组码能够克服空时网格码复杂的问题。空时分组码将无线 MIMO 系统中调制 器输出的一定数目的符号编码为一个空时码码字矩阵,合理设计的空时分组码能提供一定 的发送分集度。空时分组码通常可通过对输入符号进行复数域中的线性处理而完成。因 此,利用这一"线性"性质,采用低复杂度的检测方法就能检测出发送符号(特别是当空时分 组码的码字矩阵满足正交设计时,如上面提到的 Alamouti 编码)。

3.2.2 MIMO 空间复用技术

56

MIMO 信道的衰落特性可以提供额外的信息来增加通信中的自由度(degrees of freedom)。如果每对发送和接收天线之间的衰落是相互独立的,则可以产生多个并行的子信道。若在这些并行的子信道上传输不同的信息流,可以提高传输数据速率,这被称为空间复用。在 MIMO 系统中,实现空间复用增益的方案主要是贝尔实验室的分层空时编码方案,即 BLAST。

BLAST 技术是朗讯科技的贝尔实验室提出的一种基于 MIMO 技术的空时编码方案, 是智能天线的进一步发展。BLAST 技术就其原理而言,是利用每对发送和接收天线上信 号特有的"空间标识",在接收端对其进行"恢复"。利用 BLAST 技术,如同在原有频段上建 立了多个互不干扰、并行的子信道,并利用先进的多用户检测技术,同时准确高效地传送用 户数据,其结果是极大提高前向和反向链路容量。BLAST 技术证明,在天线发送和接收端 同时采用多天线阵,更能够充分利用多径传播,提高系统容量。理论研究已证明,采用 BLAST 技术,系统频谱效率可以随天线个数成线性增长,也就是说,只要允许增加天线个 数,系统容量就能够得到不断提升。鉴于对于无线通信理论的突出贡献,BLAST 技术获得 了 2002 年度美国 Thomas Edison(爱迪生)发明奖。

根据子数据流与天线之间的对应关系,空间复用系统大致分为3种模式:对角分层空时码(Diagonal BLAST,D-BLAST)、垂直分层空时码(Vertical BLAST,V-BLAST)以及螺旋分层空时编码(Threaded BLAST,T-BLAST)。

1. D-BLAST

D-BLAST 最先由贝尔实验室的 Gerard J. Foschini 提出。原始数据被分为若干子流, 每个子流之间分别进行编码,但子流之间不共享信息比特,每一个子流与一根天线相对应, 但是这种对应关系周期性改变,如图 3.11 所示,它的每一层在时间与空间上均呈对角线形 状,称为 D-BLAST。D-BLAST 的好处是,使得所有层的数据可以通过不同的路径发送到 接收机端,提高了链路的可靠性。其主要缺点是,由于符号在空间与时间上呈对角线形状, 会浪费一部分空时单元,或者增加了传输数据的冗余。

在图 3.11 中,在数据发送开始时,有一部分空时单元未被填入符号(对应图 3.11 中右



下角空白部分),为了保证 D-BLAST 的空时结构,在发送结束肯定也有一部分空时单元被 浪费。如果采用突发模式的数字通信,那么突发的长度越小,这种浪费越严重。它的数据检 测需要一层一层的进行,先检测 c₀、c₁、c₂,然后 a₀、a₁、a₂,接着 b₀、b₁、b₂…

由于 D-BLAST 复杂度较高,可处理的长度较短,而且边界的对角空时处理导致效率不高。因此实际中更常见的是简单易于实现的 V-BLAST 技术。

2. V-BLAST

V-BLAST 系统框图如图 3.12 所示,其中 $(x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_M)$ 为发送端发送的数据, $(y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_N)$ 为接收端接收到的数据,则 V-BLAST 系统输入和输出之间的关系可以 表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{3.42}$$

其中,H 为信道矩阵,x 为发送的数据向量,y 为接收到的数据向量,n 为噪声。发送端将一 个单一的数据流分成 M 个子数据流,每个子数据流被编码成符号串,之后送到各自的发射 端。每一个发射器是一个 QAM 发射器,发射器组成集合是一个向量值发射器,其中的每个 元素是从 QAM 星座集中选出的符号,各符号之间要求定时间步。



图 3.12 V-BLAST 系统基本框图

V-BLAST 采用一种直接的天线与层的对应关系,即编码后的第 *l* 个子流直接送到第 *l* 根天线,不进行数据流与天线之间对应关系的周期改变。如图 3.13 所示,它的数据流在时间与空间上为连续的垂直列向量,称为 V-BLAST。

由于 V-BLAST 中数据子流与天线之间只是简单的对应关系,因此在检测过程中,只要 知道数据来自哪根天线即可以判断其是哪一层的数据,检测过程简单。



图 3.13 V-BLAST

常用的检测技术有最大似然检测(Maximum Likelihood,ML)算法、迫零检测(Zero-Forcing detection,ZF)算法、最小均方误差(Minimum Mean-Square Error,MMSE)算法和 串行干扰消除检测算法等,不论是哪种算法,最根本的就是如何根据接收信号和信道特性来 确定每个接收天线的权值,从而准确地估计出发送信号。

1) 最大似然检测算法

ML 算法是计算接收信号向量 y 与所有可能的后处理向量 Hx(所有可能的发射信号向量 x 与给定信道矩阵 H 的乘积)之间的欧氏距离,并找到一个最小的距离。ML 检测将发送的信号向量 x 估计为:

$$\hat{\boldsymbol{x}} = \operatorname{argmin}_{\mathbf{x}} \| \boldsymbol{y} - \boldsymbol{H}\boldsymbol{x} \|^{2}$$
(3.43)

其中, Ω 表示在 N_t 个发射天线中所有可能的星座点组合。假如所有可能传送的组合的概率都是相同的,ML 算法需要计算空间中所有星座点数的 N_t 次方中可能的 x,然后将选出的最小值作为最大似然解 \hat{x} 。

ML 算法是对整个搜索空间中进行搜索,其检测性能是最优的,但是利用 ML 算法进行 解码时,如果收发双方天线数目多,同时对信号进行的是高阶调制时,调制后星座空间更大, 要搜索整个空间的复杂度也相应增加。最大似然检测很难在星座点数或者天线数目很大的 情况下完成,这就局限了 ML 算法的应用。

2) 线性检测算法

线性的 MIMO 检测通过对接收信号向量进行基于某种准则的线性滤波,分离不同发射 天线上的发射信号,然后对分离后的信号进行独立检测。线性检测算法是最简单的次优检 测算法,主要分为基于 ZF 和 MMSE 准则的两种算法。

(1) ZF 检测算法: ZF 线性检测算法基于最小二乘估计原理,所谓的迫零是把多个数据 流之间的相互干扰完全抑制掉,从而得到所有期望信号的估计值

$$\hat{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{H}^+ \, \boldsymbol{y} = \boldsymbol{x} + \boldsymbol{H}^+ \, \boldsymbol{n} \tag{3.44}$$

其中, \hat{x} 为期望信号x的估计值, $H^+ = (H^H H)^{-1}H^H$ 为信道矩阵H的伪逆。由式(3.44)可 以看出,虽然完全消除了信号之间的干扰,但没有考虑噪声的影响,有可能放大噪声,而且会 因为矩阵(HH^H)⁻¹中一个很小的特征值会导致很大的误差,造成性能的衰减。

(2) MMSE 检测算法:为了改善 ZF 检测算法的性能,在设计检测矩阵时可以将噪声的 影响考虑进来,这就是 MMSE 算法,它在信号放大作用和抑制作用之间取了折中,使信号估 计值与发送信号的均方误差最小,在接收端可以得到发送信号的估计量为

$$\hat{\boldsymbol{x}} = (\boldsymbol{H}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{H} + \sigma_n^2 \boldsymbol{I})^{-1} \boldsymbol{H}^{\boldsymbol{H}} \boldsymbol{y}$$
(3.45)

其中, σ_n^2 为噪声方差,I为单位阵。从式(3.45)可以看出,MMSE 算法同时考虑了噪声和干扰的影响,所以性能会有所提高。

(3) 排序的连续干扰抵消算法: V-BLAST 算法采用了结合检测顺序优化的逐层阵列 加权合并与层间连续干扰抵消(SIC)方式进行接收处理。这种确定信号分量的检测顺序对 于提高系统的总体性能有着非常重要的作用,根据不同的零化准则,可分为 ZF-BLAST 检 测方法和 MMSE-BLAST 检测方法。

ZF-BLAST 算法也称 ZF-SIC 算法,其基本思想是每译出一根发送天线上的信号,就要 从总的接收信号中减掉该信号对其他信号的干扰,将信道矩阵对应的列迫零后再对新的信 道矩阵求广义逆,依次循环译码。在算法中,将每次检测符号的输出信噪比最大化,多空间 子信道的相互干扰可以得到有效抑制,从而获得更好的性能。

此外,MMSE也有相应的排序的连续干扰抵消算法 MMSE-VBLAST(也称 MMSE-SIC),也是消除已检测出的信号对其他未检测出信号的干扰,检测流程基本一致,不同的是加权矩阵,优先检测信干噪比(SINR)最大的信号支路。由于考虑了噪声的影响,取得了比 ZF-BLAST 检测算法更好的性能。

由上述各算法的原理可知,ML算法是搜索整个星座空间,对信号进行高阶调制时,调制星座点数增加,其计算复杂度也随着增大。ZF算法只需在接收端乘一个滤波矩阵,求一次伪逆,计算复杂度比较低,但是噪声被放大,其性能理论上是不太理想的。MMSE算法的滤波矩阵本身以接收信号与发送信号的均方误差最小为准则,与ZF算法相比,计算复杂度也不算高,性能有所提升,但噪声同样被放大。基于连续干扰抵消(SIC)的 V-BLAST算法比 ZF和 MMSE 性能有所改善,计算量与 ZF和 MMSE 相比会多求几次滤波矩阵,复杂度也不算高,但是总的性能会受到先检测出信号的影响。

本节将对 V-BLAST 方案进行仿真及性能分析。在收发天线均为 2、采用 QPSK 调制、 信道为瑞利衰落信道情况下,ML、ZF、ZF-SIC、MMSE 和 MMSE-SIC 几种算法的仿真结果 如图 3.14 所示。



图 3.14 几种经典检测算法的性能

从图 3.14 中可以看到,在相同的信噪比条件下,ML 算法的误码率性能是最好的。ZF 算法的误码率最高,MMSE 算法的误码性能居中。干扰抵消算法是基于 ZF 与 MMSE 算法 改进的,所以采用干扰抵消后算法比未干扰抵消算法的误码性能要好。MMSE-SIC 的算法 比 ZF-SIC 算法的误码率要低。

3. T-BLAST

60

考虑到 D-BLAST 以及 V-BLAST 模式的优缺点,一种不同于 D-BLAST 与 V-BLAST 的空时编码结构被提出: T-BLAST。它的层在空间与时间上呈螺纹(Threaded)状分布,如图 3.15 所示。



图 3.15 T-BLAST 中数据子流与天线的对应关系

原始数据流被多路分解为若干子流之后,每个子流被对应的天线发送出去,并且这种对 应关系周期性改变,与 D-BLAST 系统不同的是,在发送的初始阶段并不是只有一根天线进 行发送,而是所有天线均进行发送,使得单从一个发送时隙来看,它的空时分布很像 V-BLAST,只不过在不同的时隙中,子数据流与天线的对应关系呈周期性改变。T-BLAST 结构中这种对应关系不是周期性改变,而是随机改变。这样 T-BLAST 不仅可以使得所 有子流共享空间信道,没有空时单元的浪费,并且可以使用 V-BLAST 检测算法进行 检测。

分层空时码是最早提出的一种空时编码方式。其基本原理是将输入的信息比特流分解 成多个比特流,独立地进行编码、调制、映射到多个发射天线上。在接收端,采用不同检测技 术,将一起到达接收天线的信号进行分离,然后送到相应的解码器。分层空时码优点是速率 变化比较灵活,速率随发送天线数线性增加,常与接近信道容量的二进制编码方式联合使 用,如级联码,以提高编码性能。

3.2.3 MIMO 预编码技术

MIMO系统可以成倍地提高系统容量,实现较高的频谱利用率,使其逐渐成为无线通 信领域的研究热点之一。但由于其通信质量会受到多用户及多天线等引起的信道干扰 (CoChannel Interference,CCI)的影响,需在发射机和接收机两端采用必要的信号处理技 术。预编码技术是以 MIMO 系统和空时编码技术为基础,逐步发展起来的一项多天线技 术。它的基本思想是,通过矩阵运算把经过调制的符号信息流和信道状态信息(Channel State Information,CSI)进行有机结合,变换成适合当前信道的数据流,然后通过天线发送 出去。预编码技术在简化接收机结构、降低通信误码率、消除用户间干扰等方面有着巨大的 应用价值。

预编码可以分为开环预编码和闭环预编码。发送端在无法获知信道状态信息时,开环 MIMO传输技术可以被采用以进一步提高系统性能。开环预编码技术主要通过采用空时 编码、空频编码或者是传输多个数据流来提高系统的性能。开环 MIMO 传输技术的优点是 容易实现,并且不会带来额外的系统开销。闭环预编码的基本原理是在发射端利用得到的 信道状态信息,设计预编码矩阵对发送信号进行预处理,降低数据流间的干扰。

预编码技术可以根据发送端将占用相同时域和频域资源的多条并行数据流发送给一个 用户或多个用户,分为单用户 MIMO 预编码和多用户 MIMO 预编码;也可以根据其中是 否引入了非线性运算,分为线性预编码和非线性预编码;线性预编码又可以进一步划分为 基于码本的预编码技术和基于非码本的预编码技术。

单用户 MIMO 预编码的系统结构如图 3.16 所示,发送信号 s 经过预编码器 F 完成预编码,然后将预编码之后的信号 x 通过天线发送出去,接收端对接收到的信号 y 进行信号处理得到发送信号的检测值 \overline{s} 。



从单用户 MIMO 预编码系统示意图中可以得到收发信号之间的关系为

$$\mathbf{y} = \mathbf{HFs} + \mathbf{n} \tag{3.46}$$

其中,H为信道矩阵;n为噪声。预编码器的设计就是求解最优的预编码矩阵F,不同的设计准则下,最优的预编码矩阵也不相同。下面首先介绍基于 SVD 分解的预编码,然后给出基于码本的预编码。

1. 基于 SVD 分解的预编码

假定 MIMO 系统中有 N 个发射天线,M 个接收天线,则信道矩阵 H 为 M×N 信道矩 阵,根据 SVD 理论,矩阵 H 可以写成

$$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{U}\boldsymbol{D}\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}} \tag{3.47}$$

其中,U和V分别是 $M \times M$ 和 $N \times N$ 的酉矩阵,且有 $UU^{H} = I_{M}$ 和 $VV^{H} = I_{N}$,其中, I_{M} 和 I_{N} 是 $M \times M$ 和 $N \times N$ 单位阵。D是 $M \times N$ 非负对角矩阵,且对角元素是矩阵 HH^{H} 的特征值的非负平方根。 HH^{H} 的特征值(用 λ 表示)定义为

$$\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y} = \lambda\boldsymbol{y}, \quad \boldsymbol{y} \neq \boldsymbol{0} \tag{3.48}$$

其中,y 是与 λ 对应的 $M \times 1$ 维向量,称为特征向量。特征值的非负平方根也称为 H 的奇异 值,而且 U 的列矢量是 HH^H 的特征向量,V 的列向量是 H^HH 的特征向量。矩阵 HH^H 的 非零特征值的数量等于矩阵 H 的秩,用 m 表示,其最大值为 $m = \min(M,N)$ 。则可以得到 接收向量

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{n} \tag{3.49}$$

引入几个变换
$$\bar{s} = U^{H}y, x = Fs, F = V, n' = U^{H}n, 则发送信号 s 的检测结果 s 可表示为 $\bar{s} = \sum s + n'$ (3.50)$$

对于 $M \times N$ 矩阵 **H**, 秩的最大值 $m = \min(M, N)$, 也就是说有 m 个非零奇异值。 将 $\sqrt{\lambda_i}$ 代入式(3.50)可得

$$\overline{\mathbf{s}}_i = \sqrt{\lambda_i} s_i + n'_i$$
 (*i* = 1, 2, ..., *m*)

$$r'_{i} = n'_{i}$$
 (*i* = *m* + 1, *m* + 2, ..., *M*) (3.51)

通过式(3.51)可以看出等效的 MIMO 信道是由 *m* 个去耦平行子信道组成的。为每个 子信道分配矩阵 *H* 的奇异值,相当于信道的幅度增益。因此,信道功率增益等于矩阵 *HH*^H 的特征值。

图 3.17 给出了发射天线 N 大于接收天线 M 情况 下的等效信道示意图。

因为子信道是去耦的,所以其容量可以直接相加。 在等功率分配的情况下,运用香农容量公式可以估算出 总的信道容量(用 *C* 表示)为

$$C = W \sum_{i=1}^{m} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N\sigma^2} \right)$$
 (3.52)

其中,W 是每个子信道的带宽; P 是所有发射天线的总 功率。

2. 基于码本的预编码

62

与非码本的预编码方式不同的是,在基于码本的预 编码方案中,预编码矩阵通常是由接收端计算得到的。 基于码本的预编码就是接收端和发送端共享同一个已 知的码本集合,码本集合中包含多个预编码矩阵,接收



端根据信道估计的信道矩阵以某一性能目标在码本集合中选择使系统性能更优的预编码矩阵,再将其码本序号反馈给发送端,发送端根据序号选择预编码矩阵进行预编码。由此,反馈信息只需要码本序号,大大减小了反馈量,节约了带宽,方便了操作。

常用的码本主要有:格拉斯曼码本(Grassmanian Codebook)、基于 Householder 变换的码本和基于离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform,DFT)的码本。其中,格拉斯曼码本的主要思想是最大化码字间的最小距离,以期达到更均匀地量化整个信道空间,但这类方法以完全随机的信道为前提,没有充分考虑实际信道的分布。基于 Householder 变换的码本通过给定的码本向量和 Householder 变换得到预编码矩阵。而基于 DFT 码本的预编码矩阵是酉阵,备选矩阵数量大而且生成简单,码字正交性好,码本的算法和实现都比较简单,且能达到良好的性能。下面详细介绍基于 DFT 的预编码码本。

DFT 码本最初用于波束成形中,所有码本输入有相同的幅度,通过相位调整形成相应的波束,其生成的波束几乎在一个圆上均匀分布,且随着基站端天线数的增加,波束的半功率波束宽度(Half-Power Beam Width,HPBW)会变得更窄。基于 DFT 的码本的产生依据离散傅里叶变换,产生的各预编码矩阵中的向量两两正交,因此能够有效地抑制多用户 MIMO 系统中的用户间干扰。考虑W 为包含一系列酉矩阵的码本,码本的大小为L,即

$$\boldsymbol{W} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{w}_1, \boldsymbol{w}_2, \cdots, \boldsymbol{w}_L \end{bmatrix}$$
(3.53)

其中,wi为码本中第i个酉预编码矩阵,由酉矩阵的性质可知

$$\boldsymbol{w}_{i}\boldsymbol{w}_{i}^{\mathrm{H}} = \boldsymbol{w}_{i}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_{i} = \boldsymbol{I}_{M}$$
(3.54)

酉码本所有的码字都是酉矩阵,而且由线性代数的子空间理论可知,对于 n 维向量的酉码本,其最多只可能包含 n 个正交向量,基于 DFT 的码本通过抽取 DFT 矩阵的前几

行组成一个新的矩阵,并在新的矩阵中抽取几个列向量构成所需的码字。N 阶 DFT 矩阵为

$$\boldsymbol{B} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1\\ 1 & W_{N,1} & \cdots & W_{N,N-1}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ 1 & W_{N-1}^{N-1} & \cdots & W_{N,N-1}^{N-1} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (W_{N,k} = e^{\frac{j^{2k\pi}}{N}}; k = 1, 2, \cdots, N-1) \quad (3.55)$$

如果基站发射天线数目为 M,所采用的码本大小为 L,则码本中包含 L 个 M×M 的酉 矩阵。

DFT 码本的生成过程如下:

- (1) 生成 $L \times M$ 阶的 DFT 矩阵。
- (2) 抽取 DFT 矩阵的前 M 行,此时的列向量集合为

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{c}_1, \boldsymbol{c}_2, \cdots, \boldsymbol{c}_{ML} \end{bmatrix}$$
(3.56)

(3) 通过对列向量进行组合从而生成码本,其中第 i 个酉矩阵可表示为

$$\boldsymbol{w}_{i} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{c}_{i}, \boldsymbol{c}_{i+L}, \cdots, \boldsymbol{c}_{i+(M-1)L} \end{bmatrix}$$
(3.57)

也可用公式表示 DFT 码本的构成过程。码本中的第 i 个码字为

$$\boldsymbol{w}_{i} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_{i}^{1}, \boldsymbol{v}_{i}^{2}, \cdots, \boldsymbol{v}_{i}^{M} \end{bmatrix}$$
(3.58)

其中, \boldsymbol{v}_i^m 是 \boldsymbol{w}_i 的第m 个列向量,则

$$\boldsymbol{v}_i^m = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} u_i^1, u_i^{2,m}, \cdots, u_i^{M,m} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(3.59)

$$u_{i}^{m,n} = \exp\left(\frac{2\pi(n-1)}{M}\left(m-1+\frac{i-1}{L}\right)\right)$$
(3.60)

例如,当取 *M*=2,*L*=2 时,对应的码本空间大小为 2,该码本空间包含以下 2 个预编码 矩阵

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$$
(3.61)

对于配置有两根发射天线的单用户 MIMO 系统,LTE 规定的线性预编码矩阵的码本 就是基于以上码本得出的。

在一个预编码通信系统中,除了设计出码本之外,还要根据一些接收端的判决准则正确 选取码本中的最优码字,这样才能真正地提高系统性能,减小误码率。一般的选择准则包括 基于性能的选取方式和基于量化的选取方式。基于性能的选取方式即系统根据某种性能指 标,遍历码本空间中的预编码矩阵,选择最优的预编码矩阵。常用的性能指标包括信干噪 比、系统吞吐率、误码率、误块率等。而基于量化的选取方式即系统通过对信道矩阵的右奇 异矩阵进行量化,遍历码本空间中的预编码矩阵,选择最匹配的预编码矩阵。该选择方式需 要首先对信道矩阵进行 SVD 分解,再遍历码本空间,从中选取与该信道矩阵的右奇异矩阵 误差最小的矩阵。

3. 多用户 MIMO 预编码

在多用户 MIMO 下行链路中,基站将发送多个用户的多个数据流,每一个用户在收到

64

自己的信号之外还接收到其他用户的干扰信号,如果发送端能够准确地获知干扰信号,通过 在发端进行某种预编码处理,可使有干扰系统的信道容量与无干扰系统的信道容量相同。

对于下行链路的用户干扰消除情况,脏纸编码(Dirty Paper Coding,DPC)作为典型的 非线性预编码算法,可以提供较高的信道容量,其基本思想是假设发射端预先确知信道间的 干扰,那么发射时可以进行预编码来补偿干扰带来的影响。由于脏纸编码方法的编码和解 码比较复杂,而且需要知道完整的信道信息,所以在实际中实现起来比较困难。常用的非线 性预编码算法主要包括向量预编码(Vector Precoding,VP)和模代数预编码(Tomlinson-Harashima Precoding,THP)。两种预编码都在发送数据向量之前,非线性地叠加辅助向 量,用以提高数据的传输特性。由于非线性预编码的计算复杂度很高,因此在实际应用中普 遍釆用更具实用价值且容易设计的线性预编码技术。常见的多用户线性预编码方法包括迫 零(Zero Forcing,ZF)预编码和块对角化(Block Diagonalization,BD)预编码。

考虑多用户 MIMO 预编码系统的下行链路,如图 3.18 所示,基站有 M 个天线用于发送经预编码处理的信号,系统中用户数为 K,用户 k 有 M_k 个接收天线。若所有用户接收到的信号向量为 y,则 y 可表示为

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1 & \mathbf{F}_2 & \cdots & \mathbf{F}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_K \end{bmatrix}$$
(3.62)

其中, H_k 为第k个用户与基站间的信道矩阵; F_k 为第k个用户的预编码矩阵。



图 3.18 多用户 MIMO 预编码系统

MIMO 系统中最简单的预编码算法是迫零预编码算法,在迫零算法中,基站根据用户 反馈的信道状态信息为用户计算预编码向量,使得传输给某个用户的信号对其他用户构成 了零陷,在基站侧就进行数据流的分离,尽可能消除或降低多用户干扰。假设 *K* 个用户所 对应的下行多用户的空间信道矩阵为 $H = [H_1^T H_2^T \cdots H_K^T]^T$ 。那么在 ZF 准则下,将信 道矩阵 *H* 的伪逆矩阵作为预编码矩阵,即有

$$\boldsymbol{F} = \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} (\boldsymbol{H} \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}})^{-1}$$
(3.63)

使得 FH=I,即使得信道完全对角化。通过预编码矩阵的作用可以得到均衡后的等效信

道,从而能够在基站端将公共信道干扰全部消除。

块对角化(BD)预编码算法是多用户 MIMO 系统中普遍认可的一种有效的线性预编码 方案。块对角化预编码基于迫零(ZF)思想,其基本思想是将等效全局信道矩阵转化为块对 角化形式。经 BD 预编码后,系统每一个用户的有用信号都被映射到其他所有干扰用户的 信道零空间内,从而完全消除多用户间的干扰。

定义矩阵 $H = \begin{bmatrix} H_1^T & H_2^T & \cdots & H_K^T \end{bmatrix}^T$, $F = \begin{bmatrix} F_1 & F_2 & \cdots & F_K \end{bmatrix}$, 则 BD 预编码的基本 思想是通过设计预编码矩阵 F, 使得 HF 分块对角化, 即

$$\boldsymbol{H}\boldsymbol{F} = \operatorname{diag}(\boldsymbol{H}_{1}\boldsymbol{F}_{1} \quad \boldsymbol{H}_{2}\boldsymbol{F}_{2} \quad \cdots \quad \boldsymbol{H}_{K}\boldsymbol{F}_{K})$$
(3.64)

因此,BD 预编码的关键问题是为用户 $k(k=1,2,\dots,K)$ 寻找恰当的预编码矩阵,使其满足

$$\boldsymbol{H}_{i}\boldsymbol{F}_{k}=0, \quad i\neq k \tag{3.65}$$

对于用户k,将其所有干扰用户的信道矩阵级联,形成级联矩阵 \overline{H}_k 为

$$\overline{\boldsymbol{H}}_{k} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}} & \cdots & \boldsymbol{H}_{k-1}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}} & \cdots & \boldsymbol{H}_{K}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}$$
(3.66)

对 \overline{H}_k 进行SVD分解,则有

$$\overline{\boldsymbol{H}}_{k} = \overline{\boldsymbol{U}}_{k} \overline{\boldsymbol{D}}_{k} \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{V}}_{k}^{(1)} & \overline{\boldsymbol{V}}_{k}^{(0)} \end{bmatrix}^{\mathrm{H}}$$
(3. 67)

其中, $\overline{\mathbf{V}}_{k}^{0}$ 的(*N* - rank($\overline{\mathbf{H}}_{k}$))个正交列向量是构成 $\overline{\mathbf{H}}_{k}$ 零空间的标准正交基,这里的rank(•)表示矩阵的秩。于是有

$$\overline{\boldsymbol{H}}_{k}\overline{\boldsymbol{V}}_{k}^{0}=0 \tag{3.68}$$

因此,由 \overline{V}_{k}^{0} 的列向量所构造的用户k的预编码矩阵必然满足迫零约束条件。

进一步定义用户 k 的等效信道 $H_{k,eff} = \overline{H}_k \overline{V}_k^0$,并对其进行 SVD 分解可得

$$\boldsymbol{H}_{k,\text{eff}} = \boldsymbol{U}_{k,\text{eff}} \boldsymbol{D}_{k,\text{eff}} \boldsymbol{V}_{k,\text{eff}}$$
(3.69)

则用户的预编码矩阵表示为

$$\boldsymbol{F}_{k} = \overline{\boldsymbol{V}}_{k}^{0} \boldsymbol{V}_{k,\text{eff}} \boldsymbol{P}_{k}^{1/2}$$
(3.70)

其中, P_k 为功率分配对角阵,相应用户 k的接收矩阵为 $U_{k,eff}$ 。

与 ZF 线性预编码方案相比,BD 方案在各个接收端配置有多根天线的情况下更有优势,因为块对角化 BD 方案并不是将接收端的每一根接收天线当作是独立的"用户"进行预编码操作,而是利用处于其他接收端信道矩阵 *H*^{*k*} 零空间的预编码矩阵 *F*^{*k*} 处理发给各个接收端的信号向量,将一个多用户 MIMO 信道转化成多个并行的或正交的用户 MIMO 信道。因此,BD 预编码是一种适用于多用户 MIMO 系统的线性预编码方案。

预编码技术的应用形式灵活,具有广泛应用空间。当预编码应用于多天线分集系统时, 可以帮助分集系统获得分集增益,从而提高系统的误码率性能;当预编码应用于多天线空 间复用系统,预编码技术可以通过使各发射天线上的信号彼此正交来抑制不同天线间的相 互干扰,从而使系统的容量性能和频谱利用率得到提高。预编码技术还可以用于多用户系统,使得不同用户间的发射信号彼此正交,从而使系统可以获得更多的用户分集增益,进一 步提高系统的数据传输速率。此外,预编码技术还可以与其他多天线技术相结合,进一步改 善多天线系统的性能,如空频分组预编码技术、循环延迟分集预编码技术、空时分组预编码 技术等。

3.2.4 虚拟 MIMO

66

在 LTE 上行系统中,还支持一种特殊的 MIMO 技术——虚拟 MIMO。虚拟 MIMO 技术通过动态地将多个单天线发送的用户配成一对,以虚拟 MIMO 形式发送,如 图 3.19 所示。

虚拟 MIMO 是一种多用户 MIMO,属于 SDMA 系统。 因此两个用户配对后,虚拟 MIMO 的信道容量取决于其信 道向量构成的信道矩阵。在虚拟 MIMO 中,具有较好正交 性的用户可以共享相同的时频资源,从而显著提高了系统 的容量。



虚拟 MIMO 主要涉及用户配对、功率分配和分组调度等方面的技术。

1. 用户配对

虚拟 MIMO 系统中,如何利用多用户的空间分集,来最大化系统吞吐量或效用函数是 调度的关键之一,这就要求选择合适的用户配对形成虚拟 MIMO。下面介绍几种配对 方法。

1) 正交配对

选择信道正交性最大的两个用户进行配对。这种配对方法的优势在于计算复杂度比较低;缺点是只考虑了 MIMO 信道矩阵自身的正交性,却没有考虑配对用户各自的信噪比,即没有考虑干扰、网络规划不当或某些地区深度衰落造成的性能影响。

2) 随机配对

进行配对的用户随机生成,配对方式简单,计算量小,复杂度低;但是无法合理利用信 道矩阵正交特性,从而无法达到最大的信道容量。

3) 基于路径损耗和慢衰落排序配对

将用户路径损耗与慢衰落值的和进行排序,配对用户为排序后相邻的用户。这种配对 方法较简单,复杂度低,在用户移动缓慢、路径损耗和慢衰落缓慢的情况下,用户需要重新配 对的频率也会降低,而且因为配对用户路径损耗与慢衰落值的和相近,从而降低了用户产生 "远近"效应的可能性。缺点是进行配对的用户信道相关性可能比较大,导致配对用户之间 的干扰比较大。

2. 功率控制技术

作为 3GPP LTE 系统上行关键技术之一,虚拟 MIMO 无线资源管理技术的研究正在 逐步展开。在上行 LTE 系统功率控制技术中,由于小区内用户间相互正交,不存在用户间 干扰,消除了像 CDMA 系统中"远近"效应的影响,因此无须采用快速功率控制,而是采用慢 速功率控制来补偿路径损耗和阴影衰落,以削弱小区间的同频干扰。

3. 分组调度

调度是为用户分配合适的资源,系统根据用户设备的能力、待发送的数据量、信道质量 信息(Channel Quality Indication,CQI)的反馈等因素对资源进行分配,并发送控制信令通 知用户。虚拟 MIMO 分组调度算法在提高系统容量的同时,也带来了新的技术挑战。由于

67

任意用户传输速率会受到与其配对传输的其他用户影响,在采用各种考虑到物理层传输效率的分组调度算法时,须遍历计算所有用户配对组合后的传输速率,并通过比较获得最优解。这是一个组合优化问题,求解复杂度较高。

经典的调度算法有最大载干比调度算法、轮询调度算法以及基于分数调度算法等。

(1)最大载干比调度算法:该算法的基本思想是根据基站相应接收信号的载干比预测值,对所有待服务移动设备排序,优先发送预测值高的。

(2) 轮询调度算法(Round Robin, RR): 该算法的主要思想是保证待调度用户的公平性,按照某种给定的顺序,所有待传的非空用户以轮询的方式接收服务,每次服务占用相等时间的无线通信资源。

(3) 基于分数调度算法(Score-Based): 该算法考虑了信道的分布情况和用户的速率, 尽量将信道分配给最难达到当前速率的用户,即分配给目前信道条件较好、获得当前衰落概 率最小的用户。

虚拟 MIMO 技术可以提高系统吞吐量,但是实际配对策略以及如何有效地为配对用户 分配资源会对系统吞吐量产生很大的影响,只有在性能和复杂度两者之间取得一个良好的 折中,虚拟 MIMO 技术的优势才能充分发挥出来。

3.3 自适应编码调制

自适应调制编码(Adaptive Modulation Coding, AMC)的系统框图如图 3.20 所示。



在自适应编码调制系统中,收发信机根据用户瞬时信道质量状况和可用资源的情况选 择最合适的链路调制和编码方式,从而最大限度地提高系统吞吐率。

矩形 QAM 信号星座是通过在两个相位正交的载波上施加两个脉冲振幅调制信号来产生的,具有容易产生和相对容易解调的优点,因此当前的无线通信系统常常选择矩形 QAM 星座作为其调制方式。

常见的矩形 QAM 星座包括 4QAM、16QAM 以及 64QAM 等,每符号分别对应的比特数为 2、4 和 6 等,如图 3.21 所示。

				1011 ●	1001 ●	0001 •	0011 ●
10 •	00 ●			1010 ●	1000 ●	0000	0010 ●
11 ●	01 ●			1110 ●	1100	0100	0110
				1111 ●	1101 ●	0101	0111 ●
(a) QPSK				(b) 16QAM			
101111	101101	100101	100111	000111	000101	001101	001111
●	●	●	●	●	●	●	●
101110	101100	100100	100110	000110	000100	001100	001110
●	●	●	●	●	●	●	●
101010	101000	100000	100010	000010	000000	001000	001010
●	●	●	●	●		●	●
101011	101001	100001	100011	000011	000001	001001	001011
●	●	●	●	●	●	●	●
111011	111001	110001	110011	010011	010001	011001	011011
●	●	●	●	●	●	●	●
111010	111000	110000	110010	010010	010000	011000	011010
●	●	●	●	●	●	●	●
111110	111100	110100	110110	010110	010100	011100	011110
●	●	●	●	●	●	●	●
111111	111101	110101	110111	010111	010101	011101	011111
●	●	●	•	●	●	●	●
(c) 64QAM							

图 3.21 矩形 QAM 星座图

由于自适应调制系统是以接收端的瞬时信噪比为判断信道条件好坏的依据,因此需根据系统目标误比特率的要求将信道平均接收信噪比的范围划分为 N 个互补相交的区域,每 个区域对应一种传输模式,这样根据当前信道质量,即可进行传输模式之间的切换。在接收 端选择最佳调制方式后,就可以反馈给发送端并重新配置解调译码器。

固定的信道编码方式在信道条件恶化时无法保证数据的可靠传输,在信道条件改善时 又会产生冗余,造成频谱资源的浪费。自适应信道编码将信道的变化情况离散为有限状态 (如有限状态马尔可夫信道模型),对每一种信道状态采用不同的信道编码方式,因此可以较 好地兼顾传输可靠性和频谱效率。

对于给定的调制方案,可以根据无线链路条件选择编码速率。在信道质量较差的情况 下使用较低的编码速率,提高无线传输的可靠性;传输在信道质量好时采用较高编码速率, 提高无线传输效率。自适应编解码可以通过速率匹配凿孔 Turbo 码来实现。

Turbo 码编码器通常由分量编码器、交织器、删余处理和复接器组成。图 3.22 给出了 由两个分量码编码器组成的 Turbo 码的编码框图。



图 3.22 Turbo 码编码框图

图 3.22 中,输入信息序列在被送入第一个分量码编码器的同时,还被直接送至复接器, 同时输入序列经过交织器后的交织序列被送入第二个分量码编码器,两个分量码编码器的 输入序列仅仅是码元的输入顺序不同。两个分量编码器的输出经过删余处理后,与直接送 入复接器的序列一起经过复接构成输出编码序列。通过下面的例子说明如何利用删余处理 实现不同码率的编码。

输入信息序列和两个编码器的输出如图 3.23 所示。



图 3.23 输入信息序列和两个编码器的输出

图 3.24 给出了一种 3/4 码率 Turbo 码的生成方法,其基本思路是一次读入三个信息 位,然后交替地在两个编码器输出中选择校验位。这样,复接后的序列由每三个信息位和一 个校验位排列组成,这样就能实现 3/4 的码率。



图 3.24 一种 3/4 码率 Turbo 码的生成方法

在实际应用中,不同的编码和调制方式组合成若干种调制编码方案(Modulation and Coding System, MCS)供无线通信系统根据信道情况进行选择。拥有高质量信道条件的用户,将被分配高阶调制编码方案(例如 64QAM,5/6 Turbo 码),这种调制编码方案的抗干扰性能和纠错能力较差,对信道质量的要求较高,但是能够赢得较高的数据速率,提高链路的平均数据吞吐量。相反,信道衰落严重或存在严重干扰的噪声的用户将被分配,具有较强纠错能力,抗噪声干扰性能较好的低阶调制编码方案(例如 QPSK,1/2 码率的 Turbo 码),以保证数据的可靠传输。

第3章 LTE关键技术

3.4 HARQ

70

无线链路质量波动可能导致传输出错,这类传输错误在一定程度上可通过自适应编码 调制予以解决。然而,接收机噪声以及不期望的干扰波动带来的影响是无法完全消除的。 由于接收机噪声所产生的错误具有随机性,因此在无线通信中,用于控制随机错误的混合自 动重传请求(Hybrid Automatic Repeat reQuest,HARQ)技术就变得非常重要了。HARQ 可以看作一种数据传输后控制瞬时无线链路质量波动影响的机制,为自适应编码调制技术 提供补偿。

传统的自动重传请求(Automatic Repeat reQuest, ARQ)采用丢弃出错接收包并请求 重传的方式。然而,尽管这些数据包不能被正确解码,但其中仍包含了信息,而这些信息会 通过丢弃出错包而丢失。这一缺陷可以通过带有软合并的 HARQ 方式来进行弥补。

在带有软合并的 HARQ 中,出错接收包被存于缓冲器内存中并与之后的重传包进行 合并,从而获得比其分组单独解码更为可靠的单一的合并数据包。对该合并信号进行纠错 码的解码操作,如果解码失败则申请重传。

带有软合并的 HARQ 通常可分为跟踪合并(Chasing Combining, CC)与增量冗余 (Incremental Redundancy, IR)两种方式。

跟踪合并方案每次重传的是原始传输的相同副本,每次重传后,接收机采用最大比合并 准则对每次接收的信息与之前接收的对应信息的所有传输进行合并,并将合并信号发送到 解码器。由于每次重传为原始传输的相同副本,跟踪合并的重传可以被视为附加重复编码。 由于没有传输新冗余,因此跟踪合并除了在每次重传中增加累积接收信噪比外,不能提供任 何额外的编码增益。跟踪合并的过程如图 3.25 所示。



图 3.25 跟踪合并过程

71

增量冗余(IR)方案中,每次重传并不需要带有与原始传输完全相同的内容。相反,将 会产生多个编码比特的集合,每个都代表同一集合的信息比特,无论何时需要进行重传,通 常采用与之前传输不同的编码比特集合。此外,每次重传并非必须包含与原始传输相同数 目的编码比特,通常也可以在不同重传中采用不同调制方式。因此,增量冗余也可以被视为 跟踪合并的扩展。通常,增量冗余基于低速率码并通过对编码器的输出进行打孔来实现不 同的冗余版本。首次传输只发送有限编码比特,从而导致采用高速率码。重传中发送额外 的编码比特。

增量冗余(IR)方案如图 3.26 所示,将 1/4 码率的基本码划分成 3 个冗余版本,首次传输只发送第一个冗余版本,从而得到 3/4 编码速率。一旦出现解码错误并请求重传时则发送额外的比特,即第二个冗余版本,得到 3/8 编码速率。如果还不能正确解码,则第二次重传将发送剩余的比特(第三个冗余版本),则经过三次接收合并后的编码速率为 1/4。在这种方案中,除累积信噪比外,增量冗余的每次重传还会带来编码增益。与跟踪合并相比,增量冗余方案在初始编码速率较高时会带来更大的增益。



图 3.26 增量冗余的实例

采用增量冗余方案时,首次传输所用编码需要在其单独使用时以及与第二次传输编码 合并时都能够提供良好性能,该要求在后续重传时也同样需要保持。由于不同冗余版本通 常是通过对低速率母码进行凿孔来产生的,因此删余矩阵的设计需要满足:高速率编码也 可作为任何低速率编码的一部分。

无论采用跟踪合并还是增量冗余,带有软合并的 HARQ 都将通过重传间接地降低误 码率,因此被视为间接的链路自适应技术。

3.5 本章小结

72

本章在分析单载波调制与多载波调制系统组成的基础上,引出 OFDM 这一正交频分多 载波调制技术。同时,本章进一步从数学模型出发,从理论上说明了 OFDM 的 IFFT 实现 方法,此外还分析了 OFDM 系统的抗多径原理。此后,重点介绍了 OFDM 系统中的两大关 键技术——信道估计技术以及同步技术,这两个关键技术对 OFDM 系统的性能至关重要。

其次,MIMO 通过在发射端和接收端配置多根天线,为提高频谱效率提供了巨大的潜力。因此本章详细阐述了 MIMO 技术的起源以及常见的 MIMO 技术。首先由无线移动通信的迅猛发展引出了 LTE 等系统采用 MIMO 的必要性;讲述了 MIMO 常用的分集技术和分集合并准则;重点阐述了 MIMO 空时编码技术中几种常用的空时码,给出了各种空时码的编码结构以及相应的检测或译码方法;此后,阐述了单用户和多用户预编码算法;最后,给出了近年来 MIMO 研究所涉及的技术。

移动通信系统常常采用链路自适应和资源调度技术来改善系统性能。本章在介绍信道 状态信息的基础上,阐述了自适应信道编码技术、HARQ技术,通过这些技术的应用降低由 于信道衰落带来的性能影响,提高资源利用率。