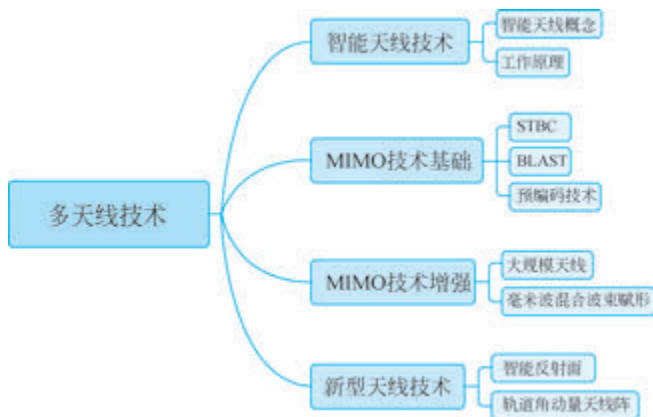


【知识图谱】



【主要内容】

本章介绍了移动通信系统中的多天线技术,从 TD-SCDMA 采用的智能天线入手,重点阐述了常用的 MIMO 技术,包括空时分组码、空间复用技术和混合预编码技术。此外,还介绍了大规模 MIMO 技术和混合波束赋形技术以及智能反射面和轨道角动量技术。

【学习目标】

通过本章的学习,可以掌握如下几个知识点:

- 智能天线技术;
- STBC/SFBC;
- 分层空时码;
- 预编码技术;
- 混合波束赋形技术。

5.1 多天线技术概述

在移动数据不断增长的背景下,人们对通信质量提出了更高的要求。天线是提高移动通信系统性能的关键技术,随着移动通信技术的飞速发展,系统越来越复杂,对天线性能的要求也越来越高。本章重点介绍 TD-SCDMA 的智能天线技术,以及 LTE 和 5G 移动通信

系统中的 MIMO 及其增强技术。

5.1.1 智能天线的基本概念

智能天线又称自适应天线阵列,能够判定信号的空间信息(比如传播方向)并且可以根据此信息进行空域滤波。智能天线能够实现信号源的定位和跟踪,在抗多径衰落和抑制干扰方面发挥重要的作用,能最大限度地有效利用频谱资源。

早期智能天线的研究主要集中在军事领域,尤其是雷达领域,目的是在复杂的电磁环境中有效地识别和跟踪目标。随后,智能天线在信道扩容和提高通信质量等方面具备的独特优势吸引了众多的专家学者,许多研究机构相继开展了针对智能天线的研究计划,也为智能天线的迅速发展奠定了基础,应用范围扩展到了声音处理、跟踪扫描雷达、射电望远镜和移动通信系统等领域。

智能天线在 DECT 和 PHS 等系统中已得到应用,DECT、PHS 都是基于 TDD 方式的移动通信系统。欧洲在 DECT 基站中进行智能天线实验时,采用和评估了多种自适应算法,并验证了智能天线的功能。日本在 PHS 系统中的测试表明,采用智能天线可减少基站数量。

在第三代移动通信系统中,我国的 TD-SCDMA 系统是应用智能天线技术的典型范例。我国 TD-SCDMA 系统采用 TDD 方式,可同时解决天线上下行波束赋形、抗多径干扰和抗多址干扰等问题,此外还具有精确定位功能,可实现接力切换,减少信道资源浪费。

综上所述,由于采用智能天线能够大大降低系统内的干扰、减少基站和终端的发射功率、提高接收灵敏度,可以使业务高密度的市区和郊区所要求的基站数目减少。在业务量较少的乡村,无线覆盖范围将增加一倍,显著地降低运营成本、提高系统经济效益。

5.1.2 智能天线的工作原理

智能天线由一个天线阵和基于基带数字信号处理的单元所组成,通过调节各阵元信号的加权幅度和相位来改变阵列的天线方向图,自动测量出呼叫用户方向,将天线波束指向用户,对基站的接收和发射波束进行自适应的赋形。与全向天线相比较,智能天线上、下行链路的天线增益大大提高,降低了发射功率电平,提高了信噪比,有效地克服了信道传输衰落的影响。同时,由于采用智能天线时天线波瓣直接指向用户,因此减小了与本小区内其他用户之间,以及与相邻小区用户之间的干扰,而且也减少了移动通信信道的多径。

图 5.1 给出了具有智能天线的 TD-SCDMA 基站示意方框图,和传统基站比较,具有智能天线的基站在硬件上由一个天线阵和一组射频收发信机组成了其射频部分,而基带信号处理部分的硬件则基本相同。射频收发信机须使用同一个本振源,以保证此组收发信机是相干工作的。

使用智能天线时,天线阵的设计应当满足如下要求:能提供此天线所覆盖的区域(全向或者扇区)要求的信号场强;能提供赋形的收发波束(指向用户或者避开干扰),结构要简单,成本要低。综合考虑天线增益和复杂度,第三代移动通信系统中,智能天线的天线单元的数量选在 4~8。另外,则要考虑对系统容量提高的问题。在单天线全向工作时(无智能天线),CDMA 系统只能有一半的码道工作,而天线单元数量达到 8 时,智能天线可以使全部码道同时工作。

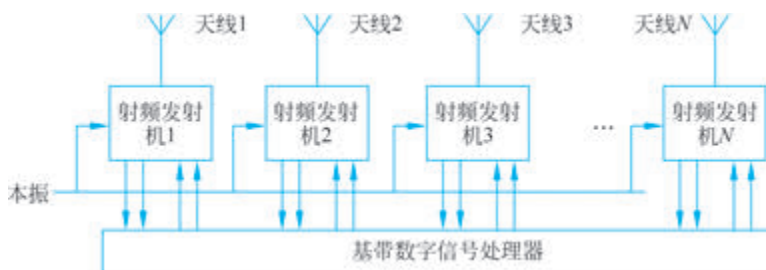


图 5.1 具有智能天线的 TD-SCDMA 基站示意方框图

智能天线的核心在于数字信号处理。智能天线的数字信号处理单元根据一定的准则，使天线阵产生定向波束指向用户，并自动地调整权系数以实现所需的空时滤波。

智能天线的设计目标是在接收时，能够通过对各天线及相连的射频接收机所接收的信号合并，获得更高的信噪比及获取来波方向 (Direction of Arrival, DoA) 等；在发射时，能够对准来波方向，实现下行波束赋形。DoA 估计的代表算法有 Music 算法、ESPRIT 算法、ML 算法等。自适应波束赋形的目的是通过自适应算法得到最佳加权系数，采用何种算法首先需要考虑自适应准则，主要有最大信干比、最小均方 (LMS) 误差、最小方差、最大似然等。常用的自适应算法包括：直接抽样协方差矩阵求逆 (DMI) 算法、LMS 算法、递归最小二乘法 (RLS) 算法和恒模算法等。

在使用智能天线时，必须具有对智能天线进行实时自动校准的技术。TDD 系统根据电磁场理论中的互易原理，直接利用上行波束赋形系数来进行下行波束赋形。但对于实际的无线基站，无线收发信机不可能是完全相同的，且其性能将随时间、工作电平和环境条件等因素变化，如果不进行实时自动校准，则下行波束赋形将受到严重影响，不仅不能发挥智能天线的优势，甚至完全不能通信。

智能天线技术在我国第三代移动通信系统 TD-SCDMA 中发挥了重要作用，为大规模 MIMO 和毫米波通信的混合波束赋形提供了技术基础。

第4集
微课视频

5.2 MIMO 技术基础

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的容量、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 MIMO 技术对无线通信系统产生巨大推动的奠基工作则是 90 年代由 AT&T 贝尔实验室学者完成的。1995 年 Teladar 给出了在衰落情况下的 MIMO 容量；1996 年 Foschini 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，在室内实验中达到了 $20(\text{b/s})/\text{Hz}$ 以上的频谱利用率。这些工作受到各国学者的极大注意，并使得 MIMO 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 LTE 计划、WLAN 标准(IEEE 802.11n、IEEE 802.11ac)以及 3GPP2 超移动宽带计划(UMB)等。

5.2.1 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 ML 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。

无线通信系统中常采用分集技术降低多径衰落影响,分集分为时间分集、空间分集、频率分集、极化分集、场分量分集和角度分集等形式,通过在若干支路上发射或接收相关性很小的载有同一消息的信号,然后通过合并技术再将各个支路信号合并输出,便可大幅提高系统性能。

分集接收是通过多个信道(时间、频率或者空间)接收到承载相同信息的多个副本,将接收到的多路独立不相关信号按不同的规则合并起来,就可以获得分集增益。常用的合并方式有以下几种:选择式合并,最大比值合并和等增益合并。

空时分组码通过多根发射天线上发送信号而引入分集以实现可靠通信,空时编码是实现发射分集的关键技术,它在发射端引入空间和时间相关,使得接收端获得分集的同时也可以获得编码增益。

1. Alamouti 码

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 5.2 所示。

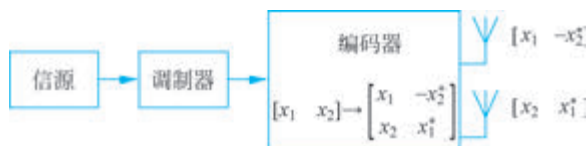


图 5.2 Alamouti STBC 编码器的原理框图

假定采用 M 进制调制方案,首先调制每组 m ($m = \log_2 M$) 个信息比特。然后,编码器在每次编码操作中取两个调制符号 x_1 和 x_2 的一个分组,并将它们映射到发射天线:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

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, x_1 从第一个天线发射, x_2 从第二个天线发射; 在第二个周期内, $-x_2^*$ 从第一个天线发射, x_1^* 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 $\mathbf{x}_1 = [x_1, -x_2^*]$ 与天线 2 的发射序列 $\mathbf{x}_2 = [x_2, x_1^*]$ 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 $h_1(t)$

和 $h_2(t)$, 后面简写为 h_1 和 h_2 , 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

$$r_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \quad (5.2)$$

$$r_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \quad (5.3)$$

其中, r_1 和 r_2 分别为两个连续符号周期中的接收信号; n_1 和 n_2 为加性高斯白噪声。

STBC 的译码采用最大似然译码。最大似然译码就是对所有可能的 $\hat{x}_1$ 和 $\hat{x}_2$, 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:

$$\begin{aligned} & d^2(r_1, h_1 \hat{x}_1 + h_2 \hat{x}_2) + d^2(r_2, -h_1 \hat{x}_2^* + h_2 \hat{x}_1^*) \\ &= |r_1 - h_1 \hat{x}_1 - h_2 \hat{x}_2|^2 + |r_2 + h_1 \hat{x}_2^* - h_2 \hat{x}_1^*|^2 \end{aligned} \quad (5.4)$$

则最大似然译码可以表示为

$$\begin{aligned} (\hat{x}_1, \hat{x}_2) &= \arg \min_{(\hat{x}_1, \hat{x}_2) \in C} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)(|\hat{x}_1|^2 + |\hat{x}_2|^2) + \\ & d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \end{aligned} \quad (5.5)$$

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

$$\tilde{x}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \quad (5.6)$$

$$\tilde{x}_2 = h_2^* r_1 + h_1 r_2^* \quad (5.7)$$

可以将最大译码准则式分为对于 x_1 和 x_2 的两个独立的译码算法, 即

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x}_1 \in S} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \quad (5.8)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x}_2 \in S} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \quad (5.9)$$

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 5.3 给出了不同发射天线数 (N_t) 和接收天线数 (N_r) 对 Alamouti 方案的误比特率性能的影响。在仿真中, 假定发射天线到接收天线的衰落都是相互独立的, 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 5.3 中还给出了单发单收系统的性能仿真。

从图 5.3 中可以看出, 2×1 的 Alamouti 发射分集方案相对于单发单收情况的误比特性能有了很大的提高, 在误比特率 10^{-2} 处, 2×1 的 Alamouti 发射分集方案获得了增益, 正是发射分集才有了以上仿真结果。再看 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, 在误比特率 10^{-3} 处, 2×2 的 Alamouti 分集方案的性能得到提高, 这是因为 2×2 的 Alamouti 分集方案存在接收分集的缘故。当然, 从单发单收到 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 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。

以 4 天线为例, 其复传输矩阵为

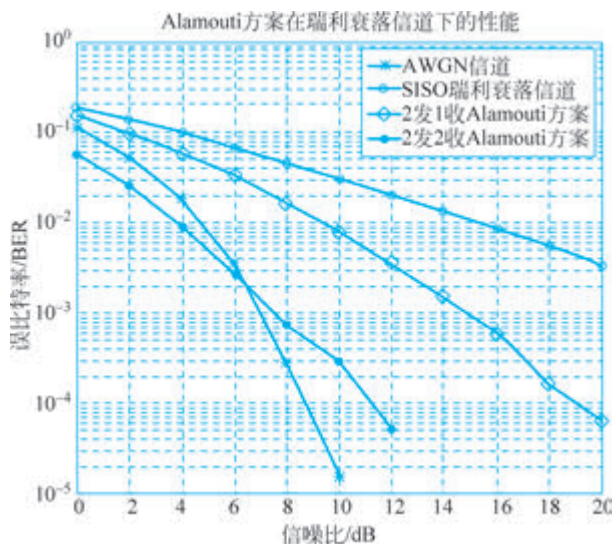


图 5.3 Alamouti 的误码率性能

$$\mathbf{X}_4^C = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

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 码率。

3. 空频块码 SFBC

对于式(5.5)给出的编码器, 其输出也可以在两个频点上从两根发射天线发射出去。在第一个频点上, 第一个天线发射 x_1 , 第二个天线发射 x_2 ; 在第二个频点上, 第一个天线发射 $-x_2^*$, 第二个天线发射 x_1^* 。这种方法实现了空域和频域的编码, 称为空频分组码 (SFBC)。SFBC 也可以推广到多天线的情况。

5.2.2 MIMO 空间复用技术

MIMO 信道的衰落特性可以提供额外的信息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。并行的子信道可以传输不同的信息流, 提高传输数据速率, 这种传输模式被称为空间复用。

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、映射到多条发射天线上。在接收端, 采用特殊的处理技术, 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。分层空时码可认为是一种空间复用技术, 其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。

由于分层空时码是贝尔实验室 Foschini 最先提出的, 因此称为 BLAST (Bell Labs

Layered Space-Time)技术。理论研究证明,采用 BLAST 技术,系统频谱效率可以随天线个数呈线性增长,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 发明奖。

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

1. D-BLAST

原始数据被分为若干子流,每个子流分别进行编码,子流之间不共享信息比特,每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 5.4 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 的优点是,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,浪费了一部分空时单元,或者增加了传输数据的冗余。

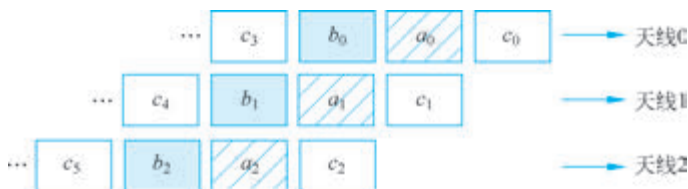


图 5.4 D-BLAST

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 5.4 中右下角空白部分),为了保证 D-BLAST 的空时结构,在发送结束时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,并且一个突发的长度大于 M (发送天线数目)个发送时间间隔,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 c_0, c_1, c_2 ,然后 a_0, a_1, a_2 ,接着 $b_0, b_1, b_2 \dots$

D-BLAST 复杂度较高,可处理的长度较短,且边界的对角空时处理会导致效率不高。

2. V-BLAST

V-BLAST 是第一个实现的 BLAST 系统,它采用串行干扰抵消 (Successive Interference Cancellation, SIC) 方式消除多天线之间的干扰,实现较简单,实用性较强。

V-BLAST 系统框图如图 5.5 所示, $(x_1, x_2, \dots, x_M)$ 为发送端发送的数据, $(y_1, y_2, \dots, y_N)$ 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:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (5.11)$$

其中, $\mathbf{H}$ 为信道矩阵, $\mathbf{X}$ 为发送的数据向量, $\mathbf{y}$ 为接收到的数据向量, $\mathbf{n}$ 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器,实际上,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调制星座集中选出的符号。

V-BLAST 采用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 5.6 所示,它的数据流在时间与空间上为连续的垂直列向量。

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。

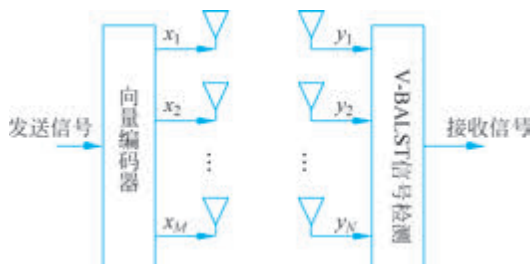


图 5.5 V-BLAST 系统框图

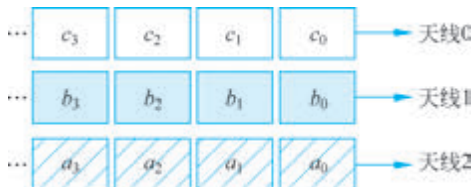


图 5.6 V-BLAST

常用的检测技术有 ML 算法、迫零检测 (Zero-Forcing detection, ZF) 算法、MMSE 算法和串行干扰抵消检测算法等。其中, ZF 算法和 MMSE 算法都属于线性检测算法。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, 从而最准确地估计出发送信号。

1) ML 算法

ML 算法是计算接收信号向量 $\mathbf{y}$ 与所有可能的后处理向量 (所有可能的发射信号向量 $\mathbf{X}$ 与给定信道矩阵 $\mathbf{H}$ 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 $\mathbf{X}$ 估计为:

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x} \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (5.12)$$

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 次方得到可能的 $\mathbf{X}$, 然后将选出的最小值作为最大似然解 $\hat{\mathbf{x}}$ 。

ML 算法是对整个搜索空间进行搜索, 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。在星座点数或者天线数目很高的情况下, ML 检测器很难实现, 这就限制了 ML 算法的应用。

2) ZF 算法

ZF 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:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{H}^+ \mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{H}^+ \mathbf{n} \quad (5.13)$$

其中, $\hat{\mathbf{x}}$ 为期望信号 $\mathbf{X}$ 的估计值, $\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ 为信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的伪逆, $[\cdot]^H$ 表示矩阵或向量的共轭转置。由式 (5.13) 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 $(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}$ 中一个很小的特征值会导致很大的误差, 造成性能的衰减。

3) MMSE 算法

为了改善 ZF 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:

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} \quad (5.14)$$

其中, σ_n^2 为噪声方差; $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。从式 (5.14) 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。

4) 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,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 算法搜索整个调制星座空间,对信号进行高阶调制时,调制星座点数增加,计算复杂度也随着增大。ZF 算法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,性能不太理想。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 SIC 的 V-BLAST 算法是在 ZF 和 MMSE 基础上,对比于 ZF 和 MMSE 性能有所改善,计算量与 ZF 和 MMSE 相比只是多求几次滤波矩阵,复杂度也不算高,但是总的性能会受到先检测层信号的影响。

本节对 ML、ZF、ZF-SIC、MMSE 和 MMSE-SIC 几种算法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,仿真结果如图 5.7 所示。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。非线性检测算法是基于 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。

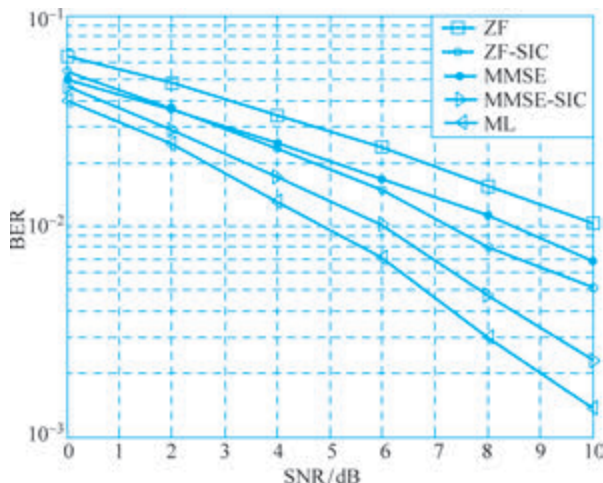


图 5.7 几种经典检测算法的性能

3. T-BLAST

考虑 D-BLAST 以及 V-BLAST 模式的优缺点,提出了 T-BLAST 结构。它的层在空间与时间上呈螺旋状分布,如图 5.8 所示。



图 5.8 T-BLAST 中数据子流与天线的对应关系

在 T-BLAST 中,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,单从一个发送时间间隔来看, T-BLAST 的空时分布很像 V-BLAST,只不过在不同的时间间隔中,子数据流与天线的对应关系发生了周期性改变。T-BLAST 不仅可以使得所有子流共享空间信道,而且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。

5.2.3 MIMO 预编码技术

MIMO 系统会受到天线间和用户间干扰的影响,需在发射机和接收机两端采用必要的信号处理技术来提高性能。预编码技术的基本思想是通过矩阵运算把经过调制的符号信息和信道状态信息进行有机结合,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,可以采用开环预编码传输技术提高系统性能。开环预编码技术采用空时编码、空频编码或多流传输等方式,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(Channel State Information, CSI)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 5.9 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 $\hat{s}$ 。



图 5.9 单用户 MIMO 预编码的系统结构

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:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5.15)$$

其中, $\mathbf{H}$ 为信道矩阵, $\mathbf{n}$ 为噪声。预编码器的设计就是求解最优的预编码矩阵 $\mathbf{F}$, 不同的设计准则下, 最优的预编码矩阵也不相同。下面首先介绍基于奇异值分解 (Singular Value Decomposition, 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 $\mathbf{H}$ 为 $M \times N$ 信道矩阵, 根据 SVD 理论, 矩阵 $\mathbf{H}$ 可以表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (5.16)$$

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

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H \mathbf{y} = \lambda \mathbf{y}, \quad \mathbf{y} \neq \mathbf{0} \quad (5.17)$$

其中, $\mathbf{y}$ 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 $\mathbf{H}$ 的奇异值, 而且 $\mathbf{U}$ 的列向量是 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的特征向量, $\mathbf{V}$ 的列向量是 $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ 的特征向量。矩阵 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的非零特征值的数量等于矩阵 $\mathbf{H}$ 的秩, 用 m 表示, 其最大值为 $m = \min(M, N)$ 。则可以得到接收向量:

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5.18)$$

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

$$\bar{\mathbf{s}} = \sum \mathbf{s} + \mathbf{n}' \quad (5.19)$$

对于 $M \times N$ 矩阵 $\mathbf{H}$, 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 (5.19) 可得

$$\begin{cases} \bar{s}_i = \sqrt{\lambda_i} s_i + n'_i, & i = 1, 2, \dots, m \\ r'_i = n'_i, & i = m + 1, m + 2, \dots, M \end{cases} \quad (5.20)$$

通过式 (5.20) 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 $\mathbf{H}$ 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 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的特征值。

图 5.10 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

$$C = W \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{P}{N\sigma^2} \right) \quad (5.21)$$

其中, W 是每个子信道的带宽, P 是所有发射天线的总功率。

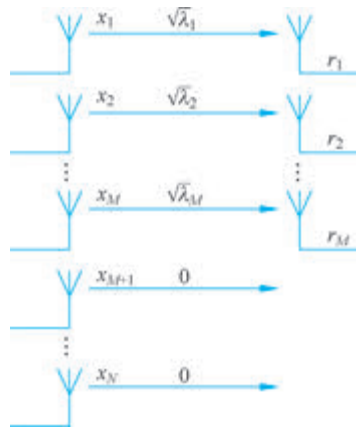


图 5.10 发射天线大于接收天线时的等效 MIMO 信道

2. 基于码本的预编码

基于 SVD 分解的预编码技术是一种非码本预编码方式,在不能有效获取信道矩阵的系统中,常采用基于码本的预编码方案。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,备选矩阵数量大而生成简单,码字正交性好的特性,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,波束半功率波束宽度(Half-Power Beam Width, HPBW)会变得更窄。基于 DFT 的码本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 $\mathbf{W}$ 为包含一系列酉矩阵的码本,码本的大小为 L ,即

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_L] \quad (5.22)$$

其中, $\mathbf{w}_i$ 为码本中第 i 个酉预编码矩阵,由酉矩阵的性质可知:

$$\mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H = \mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i = \mathbf{I}_M \quad (5.23)$$

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,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

$$\left\{ \begin{aligned} B &= \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_{N,1} & \dots & W_{N,N-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & W_{N,1}^{N-1} & \dots & W_{N,N-1}^{N-1} \end{bmatrix}_{N \times N} \\ W_{N,k} &= e^{j \frac{2k\pi}{N}}, \quad k=1,2,\dots,N-1 \end{aligned} \right. \quad (5.24)$$

如果基站发射天线数目为 M ,采用的码本大小为 L ,即码本中包含 L 个 $M \times M$ 的酉矩阵。

DFT 码本的生成过程如下所述。

(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

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_{ML}] \quad (5.25)$$

(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

$$\mathbf{w}_i = \frac{1}{\sqrt{M}} [\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_{i+L}, \dots, \mathbf{c}_{i+(M-1)L}] \quad (5.26)$$

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

$$\mathbf{w}_i = [\mathbf{v}_i^1, \mathbf{v}_i^2, \dots, \mathbf{v}_i^M] \quad (5.27)$$

其中, $\mathbf{v}_i^m$ 是 $\mathbf{W}_i$ 的第 m 个列向量, 则

$$\mathbf{v}_i^m = \frac{1}{\sqrt{M}} [u_i^1, u_i^{2,m}, \dots, u_i^{M,m}]^T \quad (5.28)$$

$$u_i^{m,n} = \exp\left(\frac{2\pi(n-1)}{M}\left(m-1 + \frac{i-1}{L}\right)\right) \quad (5.29)$$

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:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

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。

在采用预编码的通信系统中, 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: SINR、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, 每个用户在收到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, 可以提供比线性预编码高的信道容量。DPC 的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汤姆林森-哈拉希玛预编码(Tomlinson-Harashima Precoding, THP)、向量扰动预编码等, 在发送数据向量之前进行数据非线性叠加, 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, 在实际应用中普遍采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 5.11 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 $\mathbf{y}$, 则 $\mathbf{y}$ 可表示为

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_k \end{bmatrix} [\mathbf{F}_1 \quad \mathbf{F}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{F}_k] \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_k \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

其中, $\mathbf{H}_k$ 为第 k 个用户与基站间的信道矩阵, $\mathbf{F}_k$ 为第 k 个用户的预编码矩阵。

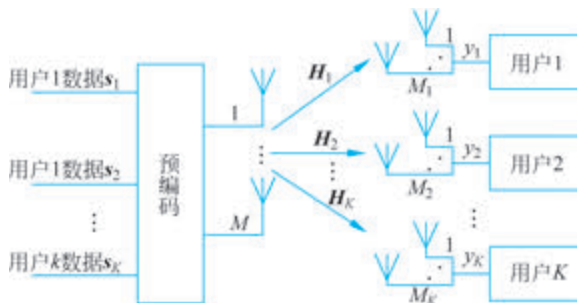


图 5.11 多用户 MIMO 预编码系统

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,尽可能地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 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T \quad \mathbf{H}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_K^T]^T$ 。那么在 ZF 准则下,将信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的伪逆矩阵作为预编码矩阵,即

$$\mathbf{F} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1} \quad (5.32)$$

使得 $\mathbf{F} \mathbf{H} = \mathbf{I}$,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的预编码方案。块对角化预编码基于迫零思想,将等效全局信道矩阵转化为块对角化形式。经 BD 预编码后,系统中每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 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T \quad \mathbf{H}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_K^T]^T$, $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1 \quad \mathbf{F}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{F}_K]$,则 BD 预编码的基本思想是通过设计预编码矩阵 $\mathbf{F}$,使得 $\mathbf{H} \mathbf{F}$ 分块对角化,即

$$\mathbf{H} \mathbf{F} = \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{F}_1 \quad \mathbf{H}_2 \mathbf{F}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{H}_K \mathbf{F}_K) \quad (5.33)$$

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:

$$\mathbf{H}_i \mathbf{F}_k = 0, \quad i \neq k \quad (5.34)$$

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 $\bar{\mathbf{H}}_k$ 为

$$\bar{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_{k-1}^T \quad \mathbf{H}_{k+1}^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_K^T] \quad (5.35)$$

对 $\bar{\mathbf{H}}_k$ 进行 SVD 分解,则有

$$\bar{\mathbf{H}}_k = \bar{\mathbf{U}}_k \bar{\mathbf{D}}_k [\bar{\mathbf{V}}_k^{(1)} \quad \bar{\mathbf{V}}_k^{(0)}]^H \quad (5.36)$$

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

$$\bar{\mathbf{H}}_k \bar{\mathbf{V}}_k^0 = \mathbf{0} \quad (5.37)$$

因此,由 $\bar{\mathbf{V}}_k^0$ 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 $\mathbf{H}_{k,\text{eff}} = \bar{\mathbf{H}}_k \bar{\mathbf{V}}_k^0$, 并对其进行 SVD 分解可得

$$\mathbf{H}_{k,\text{eff}} = \mathbf{U}_{k,\text{eff}} \mathbf{D}_{k,\text{eff}} \mathbf{V}_{k,\text{eff}} \quad (5.38)$$

则用户的预编码矩阵表示为

$$\mathbf{F}_k = \bar{\mathbf{V}}_k^0 \mathbf{V}_{k,\text{eff}} \mathbf{P}_k^{1/2} \quad (5.39)$$

其中, $\mathbf{P}_k$ 为功率分配对角阵, 相应地用户 k 的接收矩阵为 $\mathbf{U}_{k,\text{eff}}$ 。

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根接收天线当作独立用户进行预编码操作, 而是利用处于其他 $\bar{\mathbf{H}}_k$ 零空间的矩阵 $\mathbf{F}_k$ 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单用户 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。



第5集
微课视频

5.3 MIMO 技术增强

5.3.1 大规模 MIMO 技术

大规模 MIMO, 也称 Massive MIMO, 由贝尔实验室的 Marzetta 在 2010 年提出。他们的研究发现, 对于采用 TDD 模式的多小区系统, 在各基站配置无限数目天线的极端情况下, 多用户 MIMO 具有与单小区、有限数量天线时的不同特征。

在实际大规模 MIMO 中, 基站只能配置有限数量天线, 通常为几十到几百根, 是常见系统天线数量的 1~2 个数量级, 在同一个时频资源上同时服务于更多的用户。在天线的配置方式上, 天线可以集中配置在一个基站上, 形成集中式的大规模 MIMO, 也可以是分布式地配置在多个节点上, 形成分布式的大规模 MIMO。

大规模 MIMO 的无线通信环境如图 5.12 所示。大规模 MIMO 技术利用基站大规模天线配置所提供的空间自由度, 提升多用户间的频谱资源复用能力、各个用户链路的频谱效率以及抵抗小干扰的能力, 由此大幅提升频谱资源的整体利用率; 与此同时, 利用基站大规模天线配置所提供的分集增益和阵列增益, 每个用户与基站之间通信的功率效率也可以得到进一步显著提升。因此, 面对 5G 系统在传输速率和

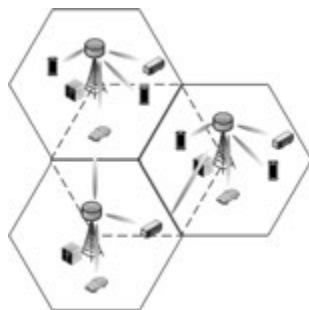


图 5.12 大规模 MIMO 的无线通信环境

系统容量等方面的性能挑战,大规模 MIMO 技术成为 5G 系统区别于 4G 移动通信系统的核心技术之一。

大规模天线为无线接入网络提供了更精细的空间粒度以及更多的空间自由度,因此基于大规模天线的多用户调度技术、业务负载均衡技术以及资源管理技术将获得可观的性能增益。天线规模的扩展对于业务信道带来巨大的增益,但是对于需要有效覆盖全小区内所有终端的广播信道(BCH)而言,则会带来诸多不利影响。除此之外,大规模天线还需要考虑高速移动场景下信号的可靠和高速率传输问题。

大规模天线技术的潜在应用场景主要包括宏覆盖、高层建筑、异构网络、室内外热点以及无线回传链路等。

当天线数目很大时,大规模 MIMO 采用线性预编码即可达到近似最优容量。因此,下面重点阐述大规模 MIMO 常用线性预编码,并进行了对比分析。

大规模 MIMO 系统性能与预编码/波束成形算法有直接的联系。从理论上说,当基站天线数目接近无穷,且天线间相关性较小时,天线阵列形成的多个波束间将不存在干扰,系统容量较传统 MIMO 系统大幅提升。此时,最简单的线性多用户预编码,如特征值波束成形(Eigenvalues Beamforming, EBF)、匹配滤波(Matching Filter, MF)、正则化迫零(Regularization Zero Forcing, RZF)等能够获得几乎是最优的性能,且基站和用户的发射功率也可以任意小。

考虑由配置 M 根天线的基站和 K 个单天线用户构成的大规模 MIMO 系统。若 M 根天线到同一用户的大尺度衰落相同,且基站端天线相关矩阵为单位阵,则基站到用户的信道为 $K \times M$ 维矩阵 $\mathbf{H} = \mathbf{D}^{\frac{1}{2}} \mathbf{V} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K]^T$, 其中 $\mathbf{D} = \text{diag}(d_1, d_2, \dots, d_K)$ 表示信道的大尺度衰落信息, $K \times M$ 维矩阵 $\mathbf{V}$ 表示信道的快衰落信息,其各元素独立同分布且服从均值为 0、方差为 1 的复高斯分布, M 维行向量 $\mathbf{h}_k$ 为基站到用户 k ($k = 1, 2, \dots, K$) 的信道。在大规模 MIMO 系统中,若 $M \gg K$, 则有 $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)/M = \mathbf{D}^{\frac{1}{2}}[(\mathbf{V}\mathbf{V}^H)/M]\mathbf{D}^{\frac{1}{2}} \approx \mathbf{D}$, 即各用户的信道是渐近正交的。

1. 特征值波束成形算法

特征值波束成形(EBF)利用信道的特征值信息根据一定的准则进行波束成形。准则可以是最大 SINR(MSINR)、MMSE 或线性约束最小方差(LCMV)等,这里以 MSINR 准则为例对特征值波束成形进行分析。

设用户接收端噪声功率为 σ^2 , EBF 权值矩阵为 $\mathbf{W}_{\text{EBF}}$, 则用户 k 的接收端信干噪比(SINR)为

$$\gamma_k = \frac{[\mathbf{W}_{\text{EBF}}]_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k \text{vec}[\mathbf{W}_{\text{EBF}}]_k^H}{\sum_{l=1, l \neq k}^K [\mathbf{W}_{\text{EBF}}]_k \mathbf{h}_l^H \mathbf{h}_l \text{vec}[\mathbf{W}_{\text{EBF}}]_k^H + \sigma^2} \quad (5.40)$$

其中, $[\cdot]_k$ 表示矩阵的第 k 列。

EBF 权值矩阵 $\mathbf{W}_{\text{EBF}}$ 应使得 γ_k 最大,对 γ_k 求导并使其导数为 0,可知最优的 $[\mathbf{W}_{\text{EBF}}]_k^H$ 对应于 $\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k$ 的最大特征值 $\lambda_{\max}$,进一步地可得最优特征值波束成形权值矩阵 $\mathbf{W}_{\text{EBF}}$ 。若 $M \gg K$, 则此时用户 k 的接收端 SINR 为

$$\gamma_k = \frac{d_k^2}{\sum_{l=1, l \neq k}^K d_l^2 + \sigma^2} \quad (5.41)$$

2. 匹配滤波

基站对 K 个用户的匹配滤波(MF)多用户预编码矩阵为

$$\mathbf{W}_{\text{MF}} = \mathbf{H}^{\text{H}} \quad (5.42)$$

若基站发射信号向量为 $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_K)^{\text{T}}$, K 个用户的接收噪声向量为 $\mathbf{n} = (n_1, n_2, \dots, n_K)^{\text{T}}$, $\mathbf{s}$ 、 $\mathbf{n}$ 各元素独立同分布且服从均值为 0、方差分别为 1 和 σ^2 的复高斯分布。 $M \gg K$ 时, K 个用户的接收信号向量为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{MF}}\mathbf{s} + \mathbf{n} \approx \mathbf{M}\mathbf{D}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5.43)$$

用户 k 的接收端 SINR 与式(5.41)相同。

3. 正则化迫零

RZF 多用户预编码在莱斯信道下具有良好的性能,其预编码矩阵为

$$\mathbf{W}_{\text{RZF}} = (\mathbf{H}^{\text{H}}\mathbf{H} + M\alpha\mathbf{I}_K)^{-1}\mathbf{H}^{\text{H}} \quad (5.44)$$

其中, α 是正则化系数。当 α 趋于 0 时就是 ZF 预编码; 当 α 趋于无穷大时就是 MF 预编码。

$M \gg K$ 时, K 个用户的接收信号向量为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{RZF}}\mathbf{s} + \mathbf{n} = M\alpha\mathbf{D}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5.45)$$

同样,利用正则化迫零预编码时,用户 k 的接收端 SINR 与式(5.41)相同。

由上述分析可知,在基站天线数趋于无穷大且发端天线相关矩阵为单位阵时,EBF、MF 与 RZF 性能相近且接近最优。然而,脱离了这一理想条件,情况则不同。当基站天线相关矩阵为单位阵但天线数目有限时,可以利用大规模随机矩阵理论(RMT)推导得到几种线性多用户预编码算法下的近似系统容量。通过理论分析和仿真表明,在基站天线数有限的情况下,与 MF 和 EBF 算法相比,RZF 算法可以利用更少的天线获得更大的系统容量。



第6集
微课视频

5.3.2 毫米波混合波束赋形

毫米波(millimeter Wave, mmW)具有丰富的空闲频谱资源,能够满足热点高容量场景的极高传输速率要求,因此成为移动通信的一个重要发展方向。

毫米波通信系统的应用场景可以分为两大类: 基于毫米波的小基站和基于毫米波的无线回传(Backhaul)链路。毫米波小基站的主要作用是为微小区提供每秒传输 1Gb 的数据传输速率,采用基于毫米波的无线回传的目的在于提高网络部署的灵活性。在 5G 网络中,微/小基站的数目非常庞大,部署有线方式的回传链路会非常复杂,因此可以通过使用毫米波无线回传随时随地根据数据流量增长需求部署新的小基站,并可以在空闲时段或轻流量时段灵活、实时关闭某些小基站,从而可以达到节能降耗之效。

毫米波在实际应用中还有很多极具挑战的问题: 毫米波传播中的路径损耗大,因此覆盖范围要比 6GHz 以下(Sub6G)频段小。此外,在毫米波通信中可能出现长达几秒的深衰落,严重影响着毫米波通信的性能。因此毫米波需要与低频段联合组网,低频段承担控制面功能,高频段主要用于用户面的高速数据传输,组网示意图如图 5.13 所示。

在图 5.13 中,工作在 6GHz 以下的宏基站提供广域覆盖,并提供毫米波频段 1Gb/s 数

据传输的微小区间的无缝移动。用户设备采用双模连接,能够与毫米波小基站和宏基站建立连接,与毫米波小基站间建立高速数据链路,同时还通过传统的无线接入技术与宏基站保持连接,提供控制面信息(如移动性管理、同步和毫米波微小区的发现和切换等)。这些双模连接需要支持高速切换,提高毫米波链路的可靠性。微基站和宏基站间的回传链路可以采用光纤、微波或毫米波链路。

由于高频段路径损耗大,通常要采用大规模天线,通过高方向性模拟波束成形技术,补偿高路损的影响;同时还利用空间复用支持更多用户,并开发多用户波束搜索算法,增加系统容量。在帧结构方面,为满足超大带宽需求,与 LTE 相比,子载波间隔可增大 10 倍以上,帧长也将大幅缩短;在波形方面,上下行可采用相同的波形设计,OFDM 仍是重要的候选波形,但考虑到器件的影响以及高频信道的传播特性,单载波也是潜在的候选方式;在双工方面,TDD 模式可更好地支持高频段通信和大规模天线的应用;编码技术方面,考虑到高速率大容量的传输特点,应选择支持快速译码、对存储需求量小的信道编码,以适应高速数据通信的需求。

毫米波天线多采用阵列技术提高增益以增强覆盖能力,为了支持多用户多流传输,毫米波系统往往采用混合波束成形的方法,如图 5.14 所示。

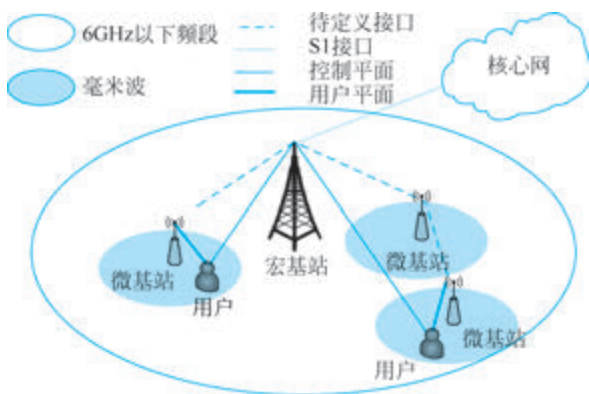


图 5.13 毫米波组网示意图

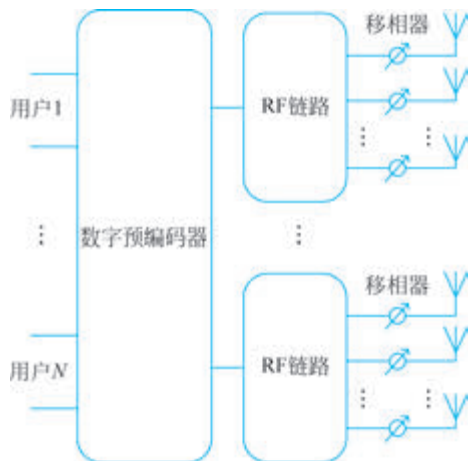


图 5.14 多用户混合波束成形

在图 5.14 中,有 $N > 1$ 个用户,设计预编码器要考虑如何消除用户间干扰,以最大化系统容量。多用户混合波束成形分为两步:首先得到基站端和相关的用户最佳 RF 波束成形矩阵;然后再从得到的 RF 波束成形矩阵获得的 $\mathbf{H}_{\text{eff(multi-user)}}$,计算 MU-MIMO 数字预编码器 $\mathbf{P}$ 。

1. 最佳 RF 波束选择

对于具有渐进式相移值的控制向量,则基站端的 RF 链路和用户端的 RF 链路为 θ 和 δ 的控制向量为

$$\mathbf{w}(\theta) = [1, \exp(j\pi \sin \theta), \dots, \exp(j(N_{\text{BS}}^{\text{RF}} - 1)\pi \sin \theta)]^T \quad (5.46)$$

$$\mathbf{v}(\delta) = [1, \exp(j\pi \sin \delta), \dots, \exp(j(N_{\text{MS}}^{\text{RF}} - 1)\pi \sin \delta)]^T \quad (5.47)$$

为了便于实际操作,我们从 RF 码本集中选择用于基站端和用户端每条 RF 链路的控制向量。对于基站和用户,我们将 RF 码本集的控制向量的数目设为每条链路移相器数,根据 RF 选择方案从中分别选出用于基站 RF 链路的 $N_{\text{BS}}^{\text{RF}}$ 个波束和用户端 RF 链路的 $N_{\text{MS}}^{\text{RF}}$ 个波束。

通过采用 RF 波束码本方法,每条 RF 链路具有固定波束集,与信道响应的有限集相对应,TDD 模式下的信道响应可以通过上行信道探测来测量。通过假定上行(用户端到基站)和下行链路(基站到用户端)信道是互易的,对每个用户,用于每个发送机和接收机波束合并的信道响应都在上行信道探测时测量,并在接收端进行校准,基站利用信道信息选择出最优波束用于后续下行链路数据传输。

基站可以采用不同的策略为同时调度的用户选择最佳 RF 波束。由于本书已在第 4 章描述了多用户调度方案,因此这里假定已经选定了同时调度的用户集。我们在这一假定的基础上,给出多用户 RF 波束选择以及数字预编码方案。

图 5.15 考虑了四个不同 RF 波束选择方案。

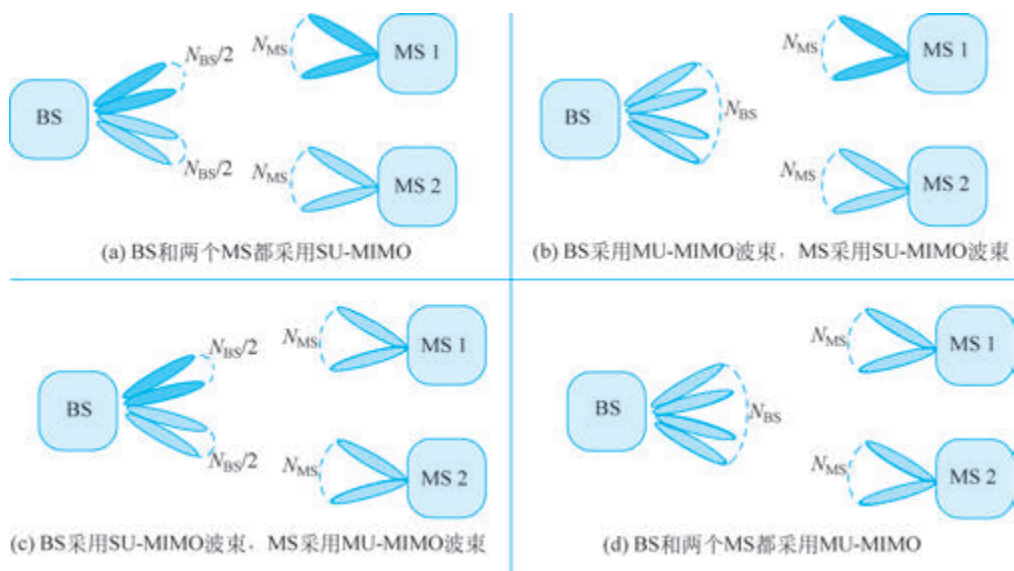


图 5.15 不同的 RF 波束选择方案

在图 5.15 中,方案(d)可以得到最佳多用户容量。对于方案(d),基站和用户的 RF 波束都以最优的方式从码本中选择出,基站和用户首先计算每种可能的波束组合对应的 MU-MIMO 容量,然后选择出最优的 RF 波束,并根据相应的等效信道信息计算 MU-MIMO 数字预编码矩阵。然而,这种方案的缺点是随着同时调度用户数增加,需要评估的 RF 波束组合数目会指数增长。因此,在实际中可以考虑方案(a)、方案(b)和方案(c)等低复杂度方案。对于方案(a),基站为每个用户分配 RF 链路,并选择 RF 波束来优化单用户 MIMO(SU-MIMO)容量。这种方法不考虑用户间干扰,其性能不是很好,但是要评估的 RF 波束组合数最少。对于方案(b),首先用户采用与方案(a)相同的 RF 波束方式,然后基站进行 RF 波束选择来优化多用户 MIMO(MU-MIMO)容量。与方案(a)相比,这种方案的优点是改进 MU-MIMO 性能,与方案(d)相比,方案(b)具有较低的复杂度。方案(c)与方案(b)类似,不同的是,该方案基站端采用 SU-MIMO 模式选择 RF 波束,用户采用 MU-MIMO 模式选择波束来优化性能。

2. 计算数字预编码器

在 RF 波束选择之后,根据等效信道矩阵,可以通过 MMSE 和 BD 算法来得到数字预编码矩阵。MMSE 算法使用等效信道矩阵来计算数字预编码矩阵,具体如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{\text{MMSE}} &= \mathbf{H}_{\text{eff}(\text{multi-user})}^H (\mathbf{H}_{\text{eff}(\text{multi-user})} \mathbf{H}_{\text{eff}(\text{multi-user})}^H + c\mathbf{I})^{-1} \\ &= [\mathbf{P}_{\text{MMSE},1}, \mathbf{P}_{\text{MMSE},2}, \mathbf{L}, \mathbf{P}_{\text{MMSE},N_u}] \end{aligned} \quad (5.48)$$

其中,常数 c 是根据等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eff}(\text{multi-user})}$ 的范数和噪声协方差来计算得到, $\mathbf{P}_{\text{MMSE},i}$ 是用户 i 的 $N_{\text{BS}} \times N_{\text{MS}}$ 数字预编码矩阵。由于矩阵 $\mathbf{P}_{\text{MMSE}}$ 的维数是 $N_{\text{BS}} \times N_{\text{MS}} N_u$, 最终所需的预编码矩阵 $\mathbf{P}$ 的维数是 $N_{\text{BS}} \times N_s N_u$, 当数据流数与用户端的 RF 链路数相同时, $\mathbf{P}_{\text{MMSE}}$ 是最终预编码矩阵 $\mathbf{P}$ 。但是当数据流数低于用户端的 RF 链路数 ($N_s \leq N_{\text{MS}}$) 时, 需从 $\mathbf{P}_{\text{MMSE}}$ 提取列向量以得到最终预编码矩阵 $\mathbf{P}$, 此时可以采用 MMSE(SVD) 算法。

MMSE(SVD) 算法利用基带信道 SVD 分解, 在由 $\mathbf{P}_{\text{MMSE},i}$ 生成的子空间中, 找出每个用户 i 的最优预编码器。为了实现上述目标, 首先将基带信道映射到由 $\mathbf{P}_{\text{MMSE},i}$ 生成的子空间中, 并且对相应的信道进行 SVD 分解:

$$\text{SVD}(\mathbf{H}_{\text{eff},i} \mathbf{P}_{\text{MMSE},i}) = \tilde{\mathbf{X}}_i \tilde{\Sigma}_i [\tilde{\mathbf{Z}}_i^{N_s} \quad \tilde{\mathbf{Z}}_i^{(N_{\text{MS}} - N_s)}]^H \quad (5.49)$$

则 MMSE(SVD) 预编码矩阵为

$$\mathbf{P}_i^{\text{final}} = \mathbf{P}_{\text{MMSE},i} \tilde{\mathbf{Z}}_i^{(N_s)} \quad (5.50)$$

对于 BD 算法, 用户 i 的数字预编码矩阵需要分步计算。首先是形成除用户 i 以外所有用户的等效信道矩阵:

$$\bar{\mathbf{H}}_{\text{eff}(\text{multi-user}, \text{删除用户 } i)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{eff},1} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{\text{eff},i-1} \\ \mathbf{H}_{\text{eff},i+1} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{\text{eff},N_u} \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

对该等效信道矩阵进行 SVD 分解:

$$\text{SVD}(\bar{\mathbf{H}}_{\text{eff}(\text{multi-user}, \text{删除用户 } i)}) = \bar{\mathbf{X}}_i \bar{\Sigma}_i \bar{\mathbf{Z}}_i^H = \bar{\mathbf{X}}_i \bar{\Sigma}_i [\bar{\mathbf{Z}}_i^{(N_{\text{BS}} - N_0)} \quad \bar{\mathbf{Z}}_i^{(N_0)}]^H \quad (5.52)$$

其中 $\bar{\mathbf{X}}_i$ 和 $\bar{\mathbf{Z}}_i^H$ 是左和右奇异向量的正交矩阵, $\bar{\Sigma}_i$ 是以降序排列的奇异值为对角元素的对角矩阵, $\bar{\mathbf{Z}}_i^{(N_0)}$ 表示从 $\bar{\mathbf{Z}}_i$ 提取的 N_0 列, 形成 $\bar{\mathbf{H}}_{\text{eff}(\text{multi-user}, \text{删除用户 } i)}$ 的零空间, 式 (5.52) 中假定它已经存在。假定 $N_0 \geq N_s$, SVD 实现了用户 i 有效信道在该零空间向量的投影:

$$\text{SVD}(\mathbf{H}_{\text{eff},i} \bar{\mathbf{Z}}_i^{(N_0)}) = \mathbf{X}_i \Sigma_i [\mathbf{Z}_i^{(N_s)} \quad \mathbf{Z}_i^{(N_0 - N_s)}]^H \quad (5.53)$$

最后用户 i 的数字预编码矩阵为

$$\mathbf{P}_{\text{BD},i} = \bar{\mathbf{Z}}_i^{(N_0)} \mathbf{Z}_i^{(N_s)} \quad (5.54)$$

所有用户的数字预编码矩阵均可通过上述方法得到, 形成最终的矩阵 $\mathbf{P}$ 。为了优化性能, 可以使用注水算法进行功率分配。

5.4 面向下一代的天线技术

5G 引入了大规模 MIMO、毫米波等新技术, 但是这些技术仍尚未解决实现复杂度、硬件成本和较大能耗等关键问题。因此, 下一代移动通信系统还需要寻找低成本, 高频谱和能效率的解决方案。6G 的新天线技术包括太赫兹天线、龙伯透镜天线、智能反射面、轨道角

动量和液态天线等,本节介绍其中的智能反射面和轨道角动量天线。

5.4.1 智能反射面

虽然 5G 的物理层技术能够适应无线环境随时间空间的变化,但信号在传播过程中本质上是随机的,环境中存在诸多不可控制的因素,因此最近有很多学者讨论能否将人造超表面(metasurface)应用到现有的无线通信系统中去,并且已经有一些工作应用了超表面控制通信传输环境。

超表面由亚波长金属或介电散射粒子的二维阵列组成,可以通过不同的方式转换入射到它上面的电磁波。在下一代网络中,智能可调节超表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS),或称智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS),成为业界的研究热点,其主要思想是在无线通信环境中引入可调节超表面有效控制入射信号的波形,例如相位、幅度、频率和极化方式,无须复杂的编译码和射频处理操作,创建智能无线环境,实现覆盖增强和能效提升。

基于 IRS 的智能无线环境的工作原理是,可调节超表面上的每个反射元都能灵活控制反射信号相位和幅度等特性,所以对每个反射元进行不同的控制可以实现反射信号的波束赋形,从而实现覆盖的增强。使用超表面实现覆盖增强实质上是一种无源波束赋形。

IRS 改善无线环境的研究方向包括如何使用 IRS 来重新思考、分析和设计无线网络。比如需要建立信息与传播理论模型,如何估算优化所需的信道并将这些信息反馈给发射机,IRS 与其他新兴技术的集成问题等。

图 5.16 给出了可调节超表面辅助的智能无线网络环境的几种常见场景。图 5.16(a)中,当用户与服务基站之间的直视路径被障碍物阻塞时,可以部署与基站和用户都具有直视路径连接的 IRS 使信号绕过障碍物,从而创建一条虚拟直视路径连接,扩展通信的覆盖范围。图 5.16(b)使用 IRS 改善物理层的安全性,通过在窃听者附近部署 IRS,调整 IRS 的反射信号以抵消窃听者从基站接收到的信号,从而有效地减少信息泄露。图 5.16(c)中,在小区边缘部署 IRS 对相邻小区干扰进行抑制。图 5.16(d)中,IRS 在大规模(D2D)的通信中充当信号反射集线器,通过干扰缓解来支持同时进行的低功率传输。图 5.16(e)中,IRS 可以实现 IoT 中各种设备的同时无线信息和功率传输,其中 IRS 的大口径被用于无源波束赋形从而补偿远距离的功率损耗,提升功率传输的效率。

5.4.2 轨道角动量天线阵

提高系统的频谱资源利用率一直是移动通信技术发展的主要目标。移动通信蜂窝网的系统架构为复用技术提供了广阔舞台,从频分复用、时分复用、码分复用到空分复用等技术,在时域、空域或者码域内划分不同的子信道,一定程度上提高了信道传输效率,但在不拓宽频谱带宽的前提下对于频谱资源利用率的提升仍旧有限。

近些年学术界研究的轨道角动量(Orbital Angular Momentum, OAM)电磁波凭借携带的多种 OAM 模态为移动通信系统提供了一种新型信道复用技术。OAM 描述了电磁波绕传播轴旋转的特性,使电磁波的相位波前呈涡旋状,这种形式的电磁波被称为涡旋电磁波。OAM 模态为 0 时是平面波;不为 0 时,不同模态值的涡旋电磁波彼此正交,可以实现以相同频率但不同 OAM 模态编码的独立信道,提供了无线传输的新复用维度,提升了频谱效率。

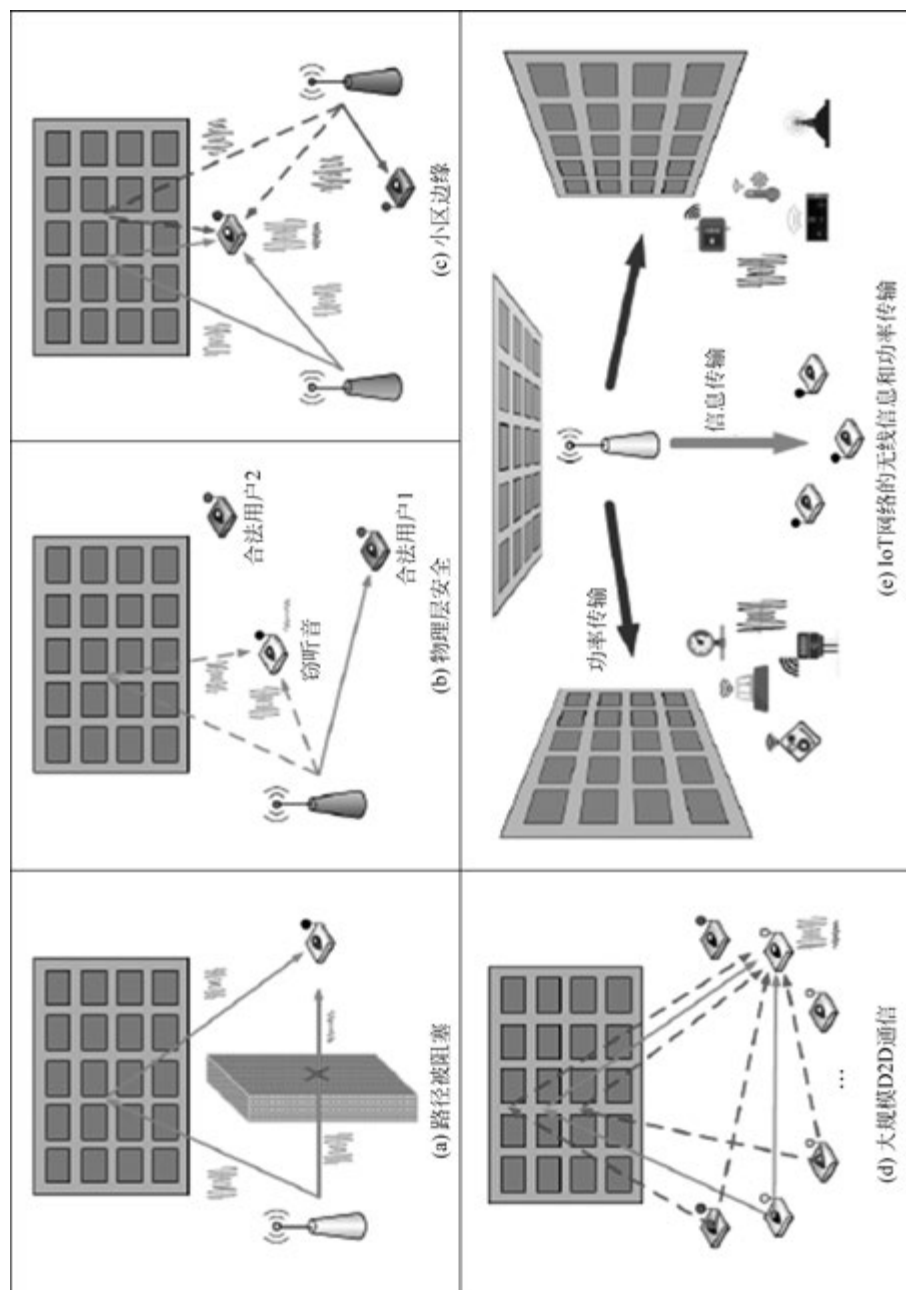


图 5.16 智能反射面在无线网络中的典型应用

如何产生涡旋电磁波束是实现 OAM 通信的关键,也是当前研究的热点。在微波频段,圆形阵列天线是一种产生 OAM 波束的常用方法,并作为各种 OAM 通信实验以及链路分析的基本模型。其中,圆环天线阵列将天线单元等间距分布在同一圆周上,利用阵元之间不同的馈电相位差即可实现不同模式 OAM 波束的产生。另外产生 OAM 波束的方法是平面四臂等角螺旋多模 OAM 天线,以实现在不改变天线结构的前提下,通过具有等幅、不同相位差的馈电方案对端口进行激励,天线能辐射携带不同模式数的 OAM 波束。但是阵列天线馈电网络复杂,产生的 OAM 波束发散角较大,而且产生的 OAM 模式受到阵元个数的限制。贴片天线和行波天线结构简单、易于加工和集成,但是增益低、波束发散角大。反射和透射阵列天线以及超表面天线由于可以改变阵面的相位分布实现波束赋形,也可用来产生 OAM 波束。石墨烯具有电可调性,通过改变外加电压可以改变化学势,影响石墨烯的电导率进而实现石墨烯超表面工作状态的动态调控,因此可以实现 OAM 模式的可重构。2017 年,我国设计出了一款可重构石墨烯反射超表面天线,改变石墨烯贴片大小和化学势,实现了 360° 的相移范围,产生了模式可重构的 OAM 涡旋波束。

随着 6G 通信研究的不断深入,对多模、多频/宽带、多极化等 OAM 电磁波束的研究也将进入一个新的阶段。

本章小结

本章介绍了移动通信系统中的多天线技术,从 TD-SCDMA 采用的智能天线入手,重点阐述了常用的 MIMO 技术,包括空时分组码,空间复用技术和预编码技术,给出了不同 MIMO 技术的分类及性能分析。在此基础上,描述了 MIMO 增强技术,包括大规模 MIMO 技术和毫米波混合波束赋形技术,最后介绍了面向下一代移动通信的智能反射面和轨道角动量技术,全面展示 MIMO 技术的拓展和延伸。

本章习题

1. 简述智能天线的工作原理。
2. 给出 Alamouti 码的编译码方法。
3. V-BLAST 有哪些检测算法?
4. 简述大规模 MIMO 技术的应用场景。
5. 试述毫米波混合波束赋形的主要步骤。
6. 简述 RIS 的应用场景。