

深圳大学

本科毕业论文（设计）

题目：大规模多天线系统导频污染分析

姓名：刘碧琦

专业：通信工程

学院：信息工程学院

学号：2012130231

指导教师：陈佳义

职称：讲师

2016年05月09日

深圳大学本科毕业论文（设计）诚信声明

本人郑重声明：所呈交的毕业论文（设计），题目《**多用户大规模多天线系统导频污染分析**》是本人在指导教师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。除此之外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。本人完全意识到本声明的法律结果。

毕业论文（设计）作者签名：

日期： 年 月 日

目录

摘要	1
第一章.引言.....	1
第二章. 关于 MIMO	3
一、 MIMO 发展史	3
二、 MIMO 系统模型	4
三、 MIMO 系统的优点	5
第三章. 大规模 MIMO	5
一、大规模 MIMO 的简介	5
二、 大规模多天线阵列.....	6
(一) 抗干扰基本原理.....	6
(二) 天线配置.....	7
(三) 天线布局.....	8
(四) 接收机方案.....	9
三、 大规模 MIMO 的优点	9
四、 大规模 MIMO 系统的容量	10
(一) 单用户系统.....	10
(二) 多用户系统.....	12
第四章. 导频污染.....	15
一、导频污染的产生分析.....	15
二、导频污染的解决方案小结.....	18
三、多小区大规模 MIMO 系统仿真	19
第五章. 总结与展望.....	24
一、本文总结.....	24
二、未来展望.....	24
参考文献.....	25

致谢	26
英文摘要.....	27
附录	28
仿真源代码.....	28

多用户大规模多天线系统导频污染分析

信息工程学院（通信工程系） 刘碧琦

学号：2012130231

【摘要】随着信息时代的快速发展，人们对于数据业务的需求不断提高。自 MIMO 技术提出以来，其频谱利用率高、覆盖范围广、功耗低、链路可靠性高等优点使其成为了无线通信的关键技术之一。本文首先移动通信从蜂窝通信系统发展到大规模 MIMO 系统的整个过程，比较了各代通信系统的优缺点。再引出我们的 MIMO 技术，并着重阐述了大规模 MIMO 系统的系统原理和导频污染产生的原理，并进行了系统模型的仿真。通过理论推导以及仿真软件来完成了大规模 MIMO 系统导频污染问题的研究，通过参考其他文献提出了减轻导频污染的方法。

【关键词】 Massive 多输入多输出；多小区系统；导频污染

第一章.引言

伴随着无线通信技术和互联网产业的喷井式发展，以及智能手机的迅速普及，人们的生活、社交、信息传递都离不开无线通信。传统的无线通信大多数都是以地基的蜂窝通信为主，可是，随着航空航天技术的发展，天基和空基的平台也在不断地增加，各式各样的航天飞行器使得我们的天地空一体化的信息网络不断地完善、发展。而随着信息的快速增长，人们对数据的传输速率的要求也在日益提高。

从第一代移动通信系统（1G）开始，最早是由美国贝尔实验室提出了蜂窝模式移动通信系统，使得移动通信进入到了个人领域。这个期间的无线通信系统主要是使用频分多址（FDMA）和模拟调制技术。其中，存在着许多缺点，例如：用户容量受限、通讯质量差、保密性低、系统扩容难、无法提供数据业务等等。

而在 1992 年，全球移动通信系统(GSM)的诞生，意味着移动通信跨入了第二个时代（2G）。GSM 系统是世界上第一个数字蜂窝移动通信网络，其性能的优越，使得 GSM 在全球范围内火速扩张。第二代移动通信系统采取新的调制方法——GMSK 和 QPSK，采用时分多址（TDMA）和频分多址（FDMA），使其相对于第一代移动通信系统，具有较高的频谱利用率和保密性，以及更好的语音质量。

但随着人们对数据业务的需求不断提高，2G 系统的速率已无法满足用户们的需求，从而需要更强的系统来支持人们的通信。在 2007 年 10 月 9 日，ITU 正式批准了 3G 系统的标准——基于 IEEE802.16 的全球微波互联接入系统（WiMax）。WCDMA 和 CDMA2000 已在全球范围内使用，我国也在 2008 年提出了自己的 3G 制式——TD-SCDMA,并且投入使用。3G 系统具有较为简单的小区结构和信道结构，以及较高的传输速率和较高的灵活度。但是 3G 系统也具有移动的局限性：CDMA 由于存在多用户的干扰，使得其很难达到很高的通信速率；服务范围小无法满足各类业务类型的需求；可分配的频谱资源已经不多；依旧是沿用了 2G 的电路交换的语音交换架

构；流媒体应用也不够理想等。

随着前三代移动通信系统的极速发展，以及智能终端的不断优化，用户对于业务的需求也逐渐从话音需求转变为高数据流需求为主的互联网通信模式，需求推动技术的发展，4G 技术也就由此而诞生了。目前的 4G 标准主要有 FDD-LTE-Advance、FDD-LTE、TD-LTE 和 TD-LTE-Advance，当中的 TD-LTE 和 TD-LTE-Advance 是我国主导的 4G 国际标准。

LTE 是 3G 的演进，改善与加强了空中接入技术，其无线演进技术采用正交频分复用(OFDM)和多输入多输出(MIMO)。使得 LTE 移动通信系统在 20MHZ 的频谱带宽下能实现上行 TD-LTE 中 50Mbit/s 和 FDD-LTE 中 40Mbit/s 的峰值速率和下行 TD-LTE 中 100Mbit/s 和 FDD-LTE 中 150Mbit/s 的速率，又近一步提升了系统的传输效率以及频谱利用率。

目前，在互联网高速发展的当下，为了进一步满足用户的需求，5G 系统的研究——大规模 MIMO 就成为了当今无线移动通信系统的热点。对于 5G 系统的前景与应用，相关组织总结出了 5G 系统应具备以下基本特征：

- 1) 频谱利用率高。
- 2) 时延短、可靠性高。
- 3) 网络耗能较低。
- 4) 数据流量提高 1000 倍。
- 5) 联网设备增加 100 倍。
- 6) 峰值速率达到 10Gbit/s。
- 7) 用户速率可以达到 10Mbit/s,甚至特殊用户可达 100Mbit/s。

本文对 5G 系统的关键技术——大规模 MIMO (Massive multiple-input multiple-output, Massive MIMO) 进行了系统模型的研究，分析了大规模天线阵列的基本原理，探讨了导频污染问题产生的原因以及解决方案。通过仿真验证了大规模天线系统的性能，以及导频污染问题的解决方案是否真正有效。

第二章. 关于 MIMO

一、 MIMO 发展史

多输入多输出技术，即 MIMO 技术是无线移动通信史上智能天线技术的重大突破。传统的无线通信系统采用单输入单输出（SISO）系统，发射端与接收端都是一根天线。根据香农公式： $C=B\log_2(1+S/N)$, C 是信道容量, B 为带宽, S/N 为信噪比。理论上，我们可以增加信噪比来提高信道容量，提高信道的上限速率。然而由于电磁污染、用户间干扰和射频电路的局限性问题，我们并不可增大发射功率。所以为了提高频谱利用率，便采用另外一种分集技术——单输入多输出（SIMO），通过最佳合并接收分集技术来改善接收端的信噪比，从而提高了信道的容量和频谱利用率。还有另外一种多输入单输出（MISO）系统，也称为发射分集，但该系统只有在发射端知道信道状态并且采用波束形成技术和自适应分配发射功率时，才能较好地提高信道容量。

前面提到的 SIMO 和 MISO 技术，经过发展与融合之后形成了 MIMO 技术，突破了传统技术在信道容量上的瓶颈，该技术将空间采样两端的信号，通过多并行空域数据通道的方法，或者是增加分集降低误码率的方式进行合并，这样增加了数据流量，大大地提升了信道容量。

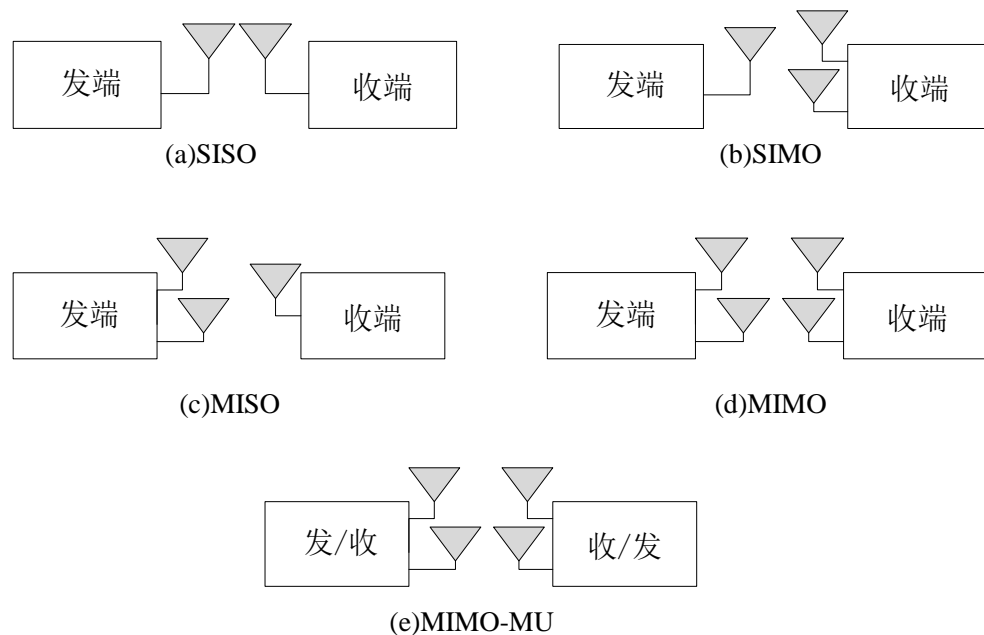


图 1 不同天线结构的通信系统

二、 MIMO 系统模型

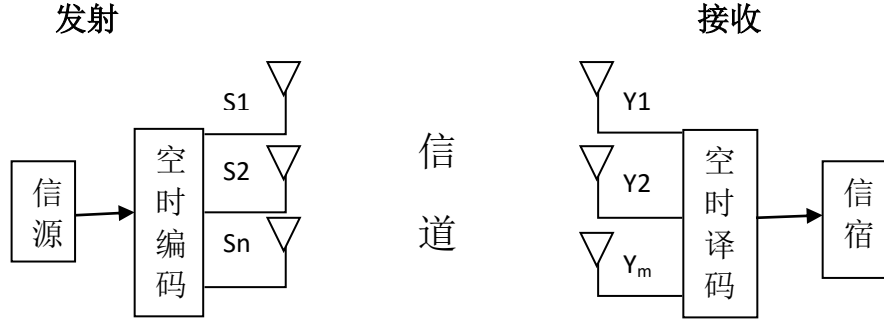


图 2 MIMO 通信系统原理图

MIMO 技术可以有效地扩大覆盖范围、提高无线移动通信的频谱利用率(频谱效率)、增强链路可靠性，获得分集增益（RDG）。

MIMO 系统在基站侧和移动端都采用了天线阵列（其系统模型如下图所示），从而提高移动通信系统的系统容量，保障了通信的质量和较高的频谱利用率。

我们以发射端 2 根天线，接收端 2 根天线为例，因为每根接收天线都能收到来自于不同发射天线的信号，两根接收天线接收的信号表示为：

其中的 h_{ij} 表示从第 j 根发射天线到第 i 根接收天线的信道增益、 s_j 表示第 j 根

$$Y_1 = h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_1 \quad (2.1)$$

$$Y_2 = h_{21}s_1 + h_{22}s_2 + n_2 \quad (2.2)$$

发射天线的发射信号、 n_i 表示第 i 根接收天线的加性噪声。定义矩阵 $y=[y_1 \ y_2]^T$ ，再利用矩阵乘法，接收端信号矢量则表示为：

$$y = H\vec{s} + \vec{n} \quad (2.3)$$

其中， $H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$ 为信道矩阵， $s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$ 为发射信号矢量，接收端的加性噪声矢量为 $n = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$ ，此表达式即可以表示 MIMO 系统的系统模型。从该公式中可以看出，每一个发送的信号在接收端都会有 2 个备份信号（如果有 N 个接收端，则有 N 个备份信号），这就是所谓的分集接收。然而，来自不同发送天线的信号会在接收天线处产生干扰，为了能够更好地在接收端将信号检测出来，恰当的检测算法就成为了关键。

三、 MIMO 系统的优点

- (1) 频谱利用率高: MIMO 技术能够很好地提供空分复用增益,在不增加额外的带宽和功率的情况下提高系统的容量。在特定的信道条件之下,不同的天线传输不同的数据流,使得系统的容量呈线性增长。
- (2) 覆盖范围广: 由于 MIMO 技术对全部天线上接收到的信号进行相干合并,从而得到波束成型增益或者是天线阵列(正比于接收天线的数量)。当接收端的信噪比增大的时候, WLAN 的覆盖范围也会扩大。
- (3) 功耗低:波束成型的发射,具有更强的集中性,减少了功耗。
- (4) 链路可靠性高: 多天线的技术增加了空间的分集,用来抵抗多径衰落。发射分集技术(比如波束成型发射和时空编码技术)能够抵抗信道衰落,而且提升了系统的容量和链路的可靠性与安全性。

第三章. 大规模 MIMO

一、大规模 MIMO 的简介

传统的 MIMO 技术在提高系统的频谱利用率和系统容量,数据的高速传输,增强传输质量和扩大覆盖范围方面已经有绝对的优势。然而,现有的 MIMO 系统也存在硬件复杂度高、信号处理难、能量消耗大的问题。并且,系统使用的天线数量非常少,例如在我们的 4G 系统中,仅仅使用了 4 根或者 8 根的天线,这样只能发挥 MIMO 技术的一小部分益处,能够获得的频谱效率也只有 15Bit/s/HZ。但如果我们能够在终端使用更多的天线,将会获得更大的收益。随着移动互联网、云计算以及无线通信的迅速发展,传统的 MIMO 技术已经无法满足用户们指数型上涨的通信数据需求,我们需要更快更大的数据信息传输系统。2010 年,贝尔实验室的 Thomas L.Marzetta 提出了在基站设置大规模的天线(比一般的 MIMO 系统多出 1~2 个数量级),从而替代现有的多天线。研究证明,当小区基站处配置的天线趋于无穷时,该系统的瑞利衰落和加性高斯白噪声都可以忽略不计,信道的传输速率可以大大地提高。于是,大规模多天线(Massive MIMO)无线通信系统就此诞生,此系统中的基站天线数目远远地大于能够同时服务的单天线移动端,充分发掘利用了通信系统的空间自由度。

大规模 MIMO(Massive multiple-input multiple-output, Massive MIMO)技术是第五代移动通信系统的的关键技术之一。它是能够提高通信系统的网络容量、提高频谱效率及能量效率的一项技术。在多小区大规模 MIMO 系统中,每个小区的基站都配置了大量的天线(通常有几十、几百或者几千根),形成了大规模的天线阵列,如下图所示。



图 3 传统 MIMO 与大规模 MIMO

二、大规模多天线阵列

大规模天线阵列系统具有更为精确的束波能力和更为强大的抗干扰能力。该技术通过空间复用技术，在一样的时间频谱资源下，服务了更多的用户，以十倍的幅度提升了无线通信系统的频谱效率，满足了用户巨大的信息传输需求。而它的空间分集增益和阵列增益提升了无线通信系统的链路接收能力，带来了更强大的抗干扰能力，能够很好地抑制无线通信系统中的通信干扰，进而可以为小区内和小区间带来更大的干扰抑制增益，进一步地提高了无线通信系统的网络容量和覆盖范围。

（一）抗干扰基本原理

相关系数 R_{AB} 是用来权衡两个序列的相似程度的,两个序列越相似,相关系数越大,越难以辨别。相反,若相似程度小,则较容易分辨。假设有两个任意的 n 维序列 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} , 满足 $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^n, \mathbf{B} \in \mathbf{R}^n$ 。则 \mathbf{A} 与 \mathbf{B} 的相关系数可表示为:

$$R_{AB} = \frac{\mathbf{A}^H \mathbf{B}}{\|\mathbf{A}\|_2 \|\mathbf{B}\|_2} = \frac{\mathbf{A}^H}{\|\mathbf{A}\|_2} \frac{\mathbf{B}}{\|\mathbf{B}\|_2} \quad (3.1)$$

当相关系数确定的情况下, 维度 n 越大, 其积分布概率也越大。当 n 的值接近于 300 的时候, 任意两个向量的相关系数都 < 0.1 的概率已超过 0.9。所以若 n 再增大的时候, 任意两个向量的相关系数都趋近于 0, 即可以说明两个实数向量相互正交。

在大规模多天线系统中, 设基站处的发射天线为 M (通常情况下 ≥ 64), 用户终端处为单根天线, 所以某一终端的信道系数向量可表示为:

$$\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{M \times 1} \quad (3.2)$$

基站侧使用最大比例发射（Maximum Ratio Transmit, MRT）预测编码，接收完美信道信息。

目标终端的信道增益为:

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^M |\vec{h}_i|^2 \quad (3.3)$$

干扰影响为:

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^M |\vec{K}_i^H \cdot \vec{H}_i| \quad (3.4)$$

式子中的 \vec{H}_i 表示目标的用户终端的信道系数向量， \vec{K}_i 表示干扰到用户终端的信道系数向量。

在总的发射功率给定的情况下，

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^M |\vec{K}_i^H \cdot \vec{H}_i| = 0 \quad (3.5)$$

即是说，当基站的天线数量不停增加时，基站到目标终端用户的信道向量系数与干扰到目标用户终端的信道系数之间也是不断趋向于正交关系。我们可以运用这一关系，来抑制小区间的干扰，从而在相同的频谱资源之下复用更多的用户。在大规模 MIMO 系统中，基站和用户之间通过时分双工(TDD, Time Division Duplex)方式进行通信。

与之前的 LTE 相比，在同样占用 20MHz 带宽的情况下，大规模 MIMO 的小区吞吐率可以高达 1200Mbit/s,频谱利用率更是达到了 60bit/s/Hz/cell。

在视距传输/强散射传输情况下，不同终端的传输信道的系数向量一般都服从独立的复高斯分布（其相关系数与上面提到的实数向量有着类似的特点），即可以认为各个用户终端的对应的信道，两两相互正交。

（二）天线配置

在基站天线的配置上，可以把大规模天线系统分为:集中式大规模 MIMO 系统和分布式大规模 MIMO 系统，如下图所示。

(1) 集中式大规模 MIMO 系统

即把所有的天线集中配置在一个基站上，无需占用过多的地理位置，能够有效地避免光纤数据汇总的同步问题。

(2) 分布式大规模 MIMO 系统

把天线配置在多个节点上，再通过光纤把各个节点连接起来集中处理数据，能够有效地形成多个独立的传输信道，信道的相关性小，并且可以获得更大的覆盖范围。

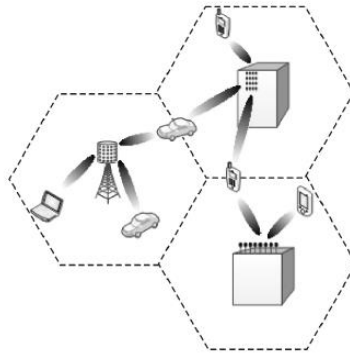


图 4 集中式大规模 MIMO 系统

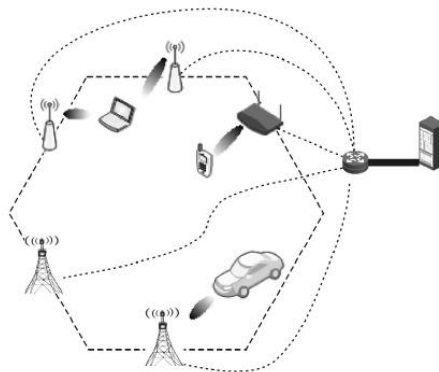


图 5 单小区分布式大规模 MIMO 系统

(四) 天线布局

在天线的布局上大致可以划分为 3 种,分别为线阵天线布局、面阵天线布局、圆柱形天线布局等等。采取何种布局,需要根据实际的地理位置特点进行考虑,譬如下图中的高楼边缘适合线阵天线布局,若是在墙面上则适合面阵天线布局,其余的情况则可以考虑圆柱形天线布局。

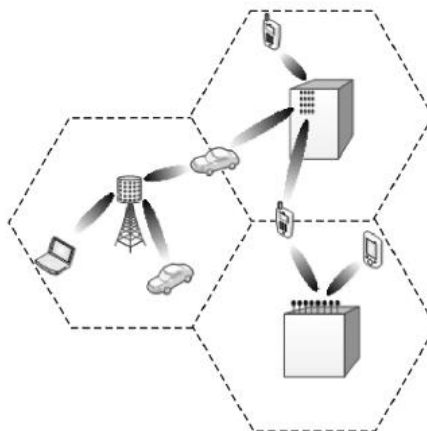


图 6 集中式大规模 MIMO 的天线布局

（五）接收机方案

一般在大规模多天线系统中，采用的接收机方案有三种：最大比合并(Maximum ratio combining, MRC)、迫零(Zero Forcing, ZF)和最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE)。下面我们分别简要地阐述一下。

- (1) MRC 接收方案，相对其他接收机方案来说复杂度比较低，特别是当基站的天线的数目 M 远大于用户的移动终端数目 K 的时候，由 MRC 的接收方案基本性质可以得出归一化的滤波矩阵为：

$$\mathbf{A}_{MRC} = \mathbf{H}^H \quad (3.6)$$

- (2) ZF 接收方案方案，操作简单，但容易放大噪声，干扰较大。在每个小区间都采用相互正交的导频序列的时候，可以获得最佳的空间复用增益，由 ZF 的接收方案基本性质可以得出归一化的滤波矩阵为：

$$\mathbf{A}_{ZF} = \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \quad (3.7)$$

- (3) MMSE 接收方案，这种接收方案是属于次优的算法，利用统计特性使得误差的均方值最小，从而减轻在迫零接收中噪声被放大的问题带来的影响，它的归一化滤波矩阵式：

$$\mathbf{A}_{MMSE} = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \frac{N_0}{E_s}\mathbf{I})^{-1} \quad (3.8)$$

公式中的 \mathbf{H} 为信道矩阵， N_0 为噪声的单边带功率谱密度， E_s 为信号能量， \mathbf{I} 为单位阵。

三、 大规模 MIMO 的优点

通过归纳总结，大规模 MIMO 系统的主要有下面的一些优势：

- (1) 大规模 MIMO 系统能够有效大幅度地提升能量效率(Energy efficiency, EE)：大规模 MIMO 系统能够形成更窄的窄波波束，有更强的集中辐射能力，从而使得基站与用户设备之间传输链路上的能量效率更高，基站的发射功率损耗更小。如果已知信道状态信息 (channel state information, CSI)，在保证一定的服务质量(Quality of service, QoS)的情况下，用户设备端的发射功率与基站的天线数成反比。当信道状态信息 CSI 不确定的情况下，用户设备端的发射功率与基站的天线数的平方根成正比。
- (2) 大规模 MIMO 系统能够有效地提高频谱效率(Spectral efficiency, SE)：大规模 MIMO 系统与传统的 MIMO 系统相比，深度挖掘了空间维度资源，提高了系统的空间分辨率。大规模 MIMO 中的各个终端的空间角度远大于普通天线阵列的瑞利分辨率，所以使得基站覆盖范围内的多个用户在同一时间频谱资源上以较高的传输速率和稳定性与基站进行通信，提高了频谱资源在用户间的复用能力，无需增加基站的密度和带宽。利用上行、下行信道的互易性，信道的导频序列开销仅仅与系统中用户设备的数量有关，与基站天线数量无关。
- (3) 大规模 MIMO 系统具有更好的抗干扰能力：系统中的天线数目远大于用户设备数，使得系统具有更高的空间自由度。基站的天线数目趋于无穷时，高斯白噪声和瑞利衰落等影响都

可以被平均掉,那是因为信道矩阵形成了一个很多的零空间,所有干扰都可以被置于其中,从而提升系统的抗干扰性。此外,大量的天线为系统提供了更多的选择性,能够更加灵活地应对各种突发状况。

- (4) 大规模 MIMO 技术大幅度提高系统容量: 传统的通信系统,我们会通过减小小区大小的方式来提高系统容量。而大规模多天线系统则是通过增加基站的天线数目,来提高系统的容量,降低了实现的复杂度。

四、大规模 MIMO 系统的容量

(一) 单用户系统

在单用户大规模 MIMO 系统中,设基站侧设立的天线数目为 M , 用户设备处的天线数为 N , 则用户接收到的信号为

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_d} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.9)$$

式子中, \mathbf{H} 是 $N \times M$ 的高斯信道矩阵, \mathbf{s} 是 $M \times 1$ 的向量信号, \mathbf{n} 是 $N \times 1$ 的高斯白噪声, P_d 是基站的发射功率。

若已知用户端接收到的信道为完全信道信息 $\vec{\mathbf{H}}$, 则接收端的信噪比可以表示为

$$\text{SNR} = \frac{P_d \|\mathbf{H}\|^2}{N_0} = P_d \|\mathbf{H}\|^2 \quad (3.10)$$

情况 1: 当发射天线的数目 < 接收端天线数目, 接收端的容量可以表示为

$$C = \log \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{P_d}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (3.11)$$

式子中的 $\frac{1}{M} \vec{\mathbf{H}}^H \mathbf{H} = \frac{N}{M} \frac{1}{N} \begin{bmatrix} \|\mathbf{h}_1\|^2 & \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^H & \cdots & \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_M^H \\ \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_1^H & & \ddots & \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_M^H \\ \vdots & & & \vdots \\ \mathbf{h}_M \mathbf{h}_1^H & \mathbf{h}_M \mathbf{h}_2^H & \cdots & \|\mathbf{h}_M\|^2 \end{bmatrix}$

当接收端的天线数目 $N \rightarrow \infty$, 存在

$$\frac{\|\mathbf{h}_i\|^2}{N} = \frac{|h_1^i|^2 + |h_2^i|^2 + \cdots + |h_N^i|^2}{N} \approx \text{Var}[h] + (E[h]) = 1 \quad (3.12)$$

因为 $\text{Var}[h] = 1$, $E[h] = 0$, 所以式子等于 1.

$$\frac{\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j^H}{N} \Big|_{i \neq j} = \frac{1}{N} (h_1^i h_1^{j*} + h_2^i h_2^{j*} + \cdots + h_M^i h_M^{j*}) \approx E[h] = 0 \quad (3.13)$$

由上面三个式子可得

$$\frac{N}{M} \frac{1}{N} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \approx \frac{N}{M} \mathbf{I}_M \quad (3.14)$$

所以当用户终端天线数 N 远大于时基站的天线数目 M 时, 公式 (3.10) 可表示为

$$\begin{aligned} C &= \log \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{NP_d}{M} \mathbf{I}_N \right) \\ &= \log \det \left(\begin{bmatrix} 1 + \frac{NP_d}{M} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & & \ddots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 + \frac{NP_d}{M} \end{bmatrix} \right) \\ &= M \log \left(1 + \frac{NP_d}{M} \right) \end{aligned} \quad (3.15)$$

所以, 由上式可知, 当 $N \gg M$ 的时候, 系统的容量与接收天线的数目呈指数关系。

情况 2: 当发射天线的数目 > 接收端天线数目, 接收端的容量可以表示为

$$C = \log \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_d}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (3.16)$$

$$\text{式子中的 } \frac{1}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} \|h_1\|^2 & h_1 h_2^H & \cdots & h_1 h_N^H \\ h_2 h_1^H & & \ddots & h_2 h_N^H \\ \vdots & & & \vdots \\ h_N h_1^H & h_N h_2^H & \cdots & \|h_N\|^2 \end{bmatrix}$$

当基站的天线数目 $M \rightarrow \infty$, 存在

$$\frac{\|h_i\|^2}{M} = \frac{|h_1^i|^2 + |h_2^i|^2 + \cdots + |h_N^i|^2}{M} \approx \text{Var}[h] + (E[h]) = 1 \quad (3.17)$$

因为 $\text{Var}[h] = 1$, $E[h] = 0$, 所以式子等于 1.

$$\frac{h_i h_j^H}{M} \Big|_{i \neq j} = \frac{1}{M} (h_1^i h_1^{j*} + h_2^i h_2^{j*} + \cdots + h_N^i h_N^{j*}) = E[h] = 0 \quad (3.18)$$

综合上述的三个式子可知

$$\frac{1}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \approx \mathbf{I}_N \quad (3.19)$$

所以当基站的天线数目 M 远大于用户终端天线数 N 时,

$$\begin{aligned} C &= \log \det (\mathbf{I}_N + P_d \mathbf{I}_N) \\ &= \log \det \left(\begin{bmatrix} 1 + P_d & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & & \ddots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 + P_d \end{bmatrix} \right)_{N \times N} \\ &= N \log (1 + P_d) \end{aligned} \quad (3.20)$$

由上式可知, 当 $M \gg N$ 时, 系统容量与基站侧的发射天线的数目 M 没有关系, 且随着接收处天线数目 N 的增多而呈线性增长。

(二) 多用户系统

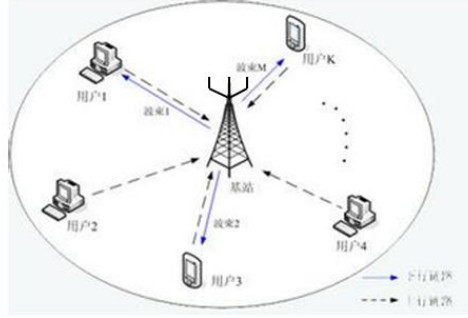


图 7 多用户大规模 MIMO 系统模型

下行信道：

如上图系统模型所示，设基站侧的天线数目为 M ，小区内有 K 个用户，且都为单天线设备。 \mathbf{h}_k 为基站到第 k 个用户的信道向量， \mathbf{w}_k 表示第 k 个用户的波束成形向量。则用户端接收端到的信号为：

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_d} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} + \sqrt{P_d} \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.21)$$

式子中的 $\mathbf{H} \triangleq [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \cdots \ \mathbf{h}_K]$, $\mathbf{W} \triangleq [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \cdots \ \mathbf{w}_K]$, $E[\|\mathbf{x}\|^2] = \text{tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{W}) \leq P$, $n_i \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 表示波束成型满足总功率的约束。

预处理方法我们只考虑一种传统的线性预处理方法——优化迫零波束成形 (zero-forcing beamforming, ZFBF) 预编码器。

ZFBF 的滤波矩阵为 $\mathbf{W} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1}$ ，第 k 个用户接收到的信号为：

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{P_d} \mathbf{h}_k \mathbf{w}_k s_k + \sqrt{P_d} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{h}_k \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{n} \quad (3.22)$$

其中 $\sqrt{P_d} \mathbf{h}_k \mathbf{w}_k s_k$ 为期望信号， $\sqrt{P_d} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{h}_k \mathbf{w}_i s_i$ 为干扰信号， \mathbf{n} 为噪声。

所以，第 k 个用户的信干噪比为：

$$\text{SINR}_k = \frac{P_d |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_k|^2}{P_d \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_i|^2 + 1} \quad (3.23)$$

速率为：

$$R_k = \log(1 + \text{SINR}_k) \quad (3.24)$$

系统的和速率表示为：

$$R_{\text{和}} = \sum_{k=1}^K E\{R_k\} \quad (3.25)$$

当 $M \rightarrow \infty, K \rightarrow \infty$ 时，且满足 $M/K = \alpha$ 的时候， SINR_k 和 $R_{\text{和}}$ 的表达式可以确定。

因为分集阶数为 $\frac{1}{\text{tr}((\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1})} = \frac{M-K}{K}$ ，所以第 k 个用户的 SINR 为：

$$\text{SINR}_k^{\text{ZF}} = \frac{P_d}{\text{tr}((\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1})} \approx P_d(\alpha - 1) \quad (3.26)$$

系统和速率为:

$$R_{\text{和}}^{\text{ZF}} = K \log(1 + P_d(\alpha - 1)) \quad (3.27)$$

上行信道:

在上行链路中, 基站接收到的导频序列信号为:

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_u} \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3.28)$$

式子中的 \mathbf{y} 是基站侧接收到的 $M \times 1$ 维的信号向量, P_u 为基站的发射功率, \mathbf{G} 为 $\mathbf{H}\mathbf{D}^{\frac{1}{2}}$, 其中 $\mathbf{H} \triangleq [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K]$, $\mathbf{D} \triangleq \text{diag}[\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_K]$, \mathbf{n} 为噪声, $E[|\mathbf{x}_k|^2] = 1$ 。

在最大比值合并 (Maximal Ratio Combining, MRC) 线性检测器处, $\mathbf{A} = \mathbf{G}$, 即处理后的信号表示为:

$$\mathbf{r} = \sqrt{P_u} \mathbf{A}^H \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{A}^H \mathbf{n} \quad (3.29)$$

第 k 个用户的接收信号可表示为:

$$\mathbf{r}_k = \sqrt{P_u} \mathbf{a}_k^H \mathbf{g}_k x_k + \sqrt{P_u} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{a}_k^H \mathbf{g}_i x_i + \mathbf{a}_k^H \mathbf{n} \quad (3.30)$$

式子中的 $\sqrt{P_u} \mathbf{a}_k^H \mathbf{g}_k x_k$ 为期望信号, $\sqrt{P_u} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{a}_k^H \mathbf{g}_i x_i$ 为干扰信号, $\mathbf{a}_k^H \mathbf{n}$ 为噪声。

第 k 个用户的 SINR 可表示为:

$$\text{SINR}_k = \frac{P_u |\mathbf{a}_k^H \mathbf{g}_k|^2}{P_u \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{a}_k^H \mathbf{g}_i|^2 + \|\mathbf{a}_k\|^2} \quad (3.31)$$

第 k 个用户的上行速率可以达到:

$$\begin{aligned} R_{P,k} &= E\{\log(\text{SINR}_k)\} \\ &= E\left\{\log\left(1 + \frac{P_u |\mathbf{a}_k^H \mathbf{g}_k|^2}{P_u \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{a}_k^H \mathbf{g}_i|^2 + \|\mathbf{a}_k\|^2}\right)\right\} \end{aligned} \quad (3.32)$$

如果为 MRC 检测器, 则上式可表示为:

$$\begin{aligned} R_{P,k}^{\text{MRC}} &= E\left\{\log\left(1 + \frac{P_u \|\mathbf{g}_k\|^4}{P_u \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{g}_K^H \mathbf{g}_i|^2 + \|\mathbf{g}_k\|^2}\right)\right\} \\ &\geq \log\left(1 + \left(E\left\{\frac{P_u \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{g}_K^H \mathbf{g}_i|^2 + \|\mathbf{g}_k\|^2}{P_u \|\mathbf{g}_k\|^4}\right\}\right)^{-1}\right) \\ &= \log\left(1 + \frac{\frac{E_u}{M}(M-1)\beta_k}{\frac{E_u}{M} \sum_{i=1, i \neq k}^K \beta_i + 1}\right) \\ &\triangleq \tilde{R}_{P,k}^{\text{MRC}} \end{aligned} \quad (3.33)$$

设 $P_u = \frac{E_u}{M}$,

$$\tilde{R}_{p,k}^{MRC} = \log \left(1 + \frac{\frac{E_u}{M}(M-1)\beta_k}{\frac{E_u}{M} \sum_{i=1, i \neq k}^K \beta_i + 1} \right) \quad (3.34)$$

当天线的数目趋于无穷的时候,

$$\tilde{R}_{p,k}^{MRC} = \log(1 + \beta_k E_u) \quad (3.35)$$

由此可知, 当天线数目不断增加趋于无穷的时候, 用户间干扰和小尺度衰落都会消失, 发射功率与天线的数量 M 成正比。

第四章. 导频污染

在无线移动通信系统中,当基站的数目不多的时候,噪声干扰、导频污染等因素会影响通信的质量。而在多小区大规模 MIMO 系统中,随着基站天线数目的大量增加(远远的多于服务的用户设备数目),噪声干扰可以被平均掉,对通信质量产生的影响几乎可以忽略。但是,这个时候导频污染的问题就突显出来了,因为导频的时间必须比信道的相干的时间长度短。可导频的频率宽度又受用户的上行带宽宽度的限制,所以若想要本小区内以及相邻小区之间的所有用户设备的导频都相互正交的话显然是很难的,特别是移动的用户设备实现这一点就更困难了。所以,在大规模 MIMO 中我们就要考虑使用完全频率复用了(复用因子为 1)。每个小区都使用现有的所有频谱资源,需要先确保小区内的所有用户设备的导频正交。但是,由于不同小区的用户设备的导频无法保证正交,所以,如果 A 小区边缘的用户同时向 A 小区内和相邻的 B 小区的用户发送导频信息时,便会产生导频污染问题。该情况下,基站接收到导频污染的导频信号后,无法对该用户设备的上行信道进行准确的估计,使得系统的传输出现故障。这是由于,在大规模 MIMO 系统的时分双工(TDD)模式中,基站是利用上下行信道的互易性,即上下行链路的传播系数是一样的(存在一个常数因子的变化,可以利用基站和用户处的不同平均功率约束实现)通过上行信道的导频来估计下行信道的状态。例如,当一个用户在相干时隙的起始小区内的所有终端发送导频序列到基站,然后基站根据接收到的上行导频序列对下行信道进行估计,才能进行下行信道的数据预编码及传输。

下面我们再通过公式的推导来进一步分析多小区大规模 MIMO 系统的导频污染产生过程。

一、导频污染的产生分析

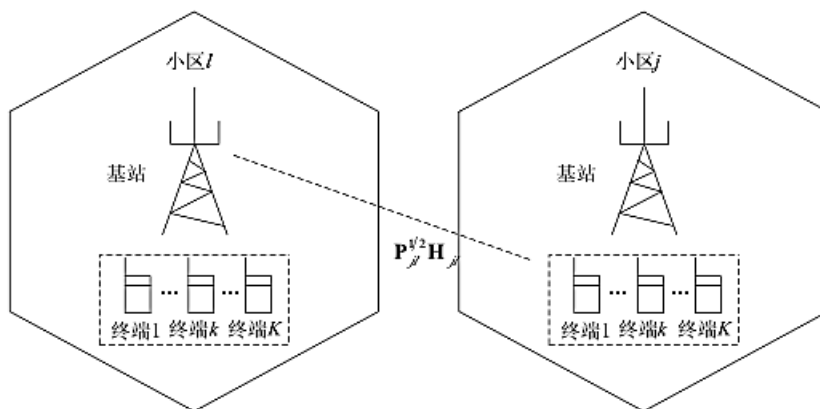
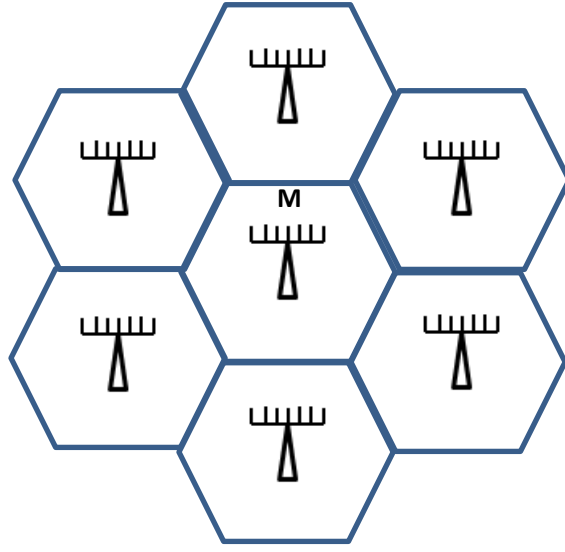


图 8 多小区大规模 MIMO 系统

假设有 L 个六边形小区,每个小区有一个中心基站,基站有 M 天线;系统中每个小区有 K 个用户,每个用户终端都为单天线,所以有 K 个导频信号 $\varphi_k(k=1, \dots, k=K)$, φ_k 的长度为 $\tau * 1\text{vector}$, 且 $\varphi_k^H \varphi_j = \delta_{ij}$ (即相互正交, δ_{ij} 为狄克拉函数)。



L 个小区

图 9 多小区大规模 MIMO

第 j 个小区的基站收到导频序列信号表示为:

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{\Psi} + \mathbf{w}_j \quad (4.1)$$

p_u 为上行信道的发射功率, $\mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} = \begin{bmatrix} \beta_{ji1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \\ 0 & \dots & & \beta_{jiK} \end{bmatrix}$ 是一对角阵, 其中 β_{jik} 为第 i 个小区里第 k 个

用户到第 j 个小区的基站的大尺度衰落系数, \mathbf{H}_{ji} 为第 i 个小区的所有用户到第 j 个小区的基站之

间的信道, $\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} \vec{\varphi}_1^T \\ \vdots \\ \vec{\varphi}_K^T \end{bmatrix}$, \mathbf{w}_j 为高斯加性噪声。

小区基站接收到的导频序列不仅包含了来自本小区的终端, 还有来自于其他小区的终端, 信道估计为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{jj} &= \mathbf{Y}_j \mathbf{\Psi}^H = \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{\Psi} \mathbf{\Psi}^H + \mathbf{w}_j \mathbf{\Psi}^H \\ &= \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} + \mathbf{w}_j \mathbf{\Psi}^H \end{aligned} \quad (4.2)$$

$\hat{\mathbf{H}}_{ji}$ 为 $M \times K$ 的矩阵; p_u 为发射功率; $\mathbf{D}_{ji} = \begin{bmatrix} \beta_{ji1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \dots & & \beta_{jiK} \end{bmatrix}$ 是一对角阵, 其中 β_{jik} 为第 i 个小区里第 k 个用户到第 j 个小区的基站的大尺度衰落系数, 因为天线阵列阵元之间的距离相对于用户终端的与基站间的距离是可以忽略的, 所以所有天线阵元对某一终端来说, 大尺度衰落系数都是相同的, 并且大尺度衰落是缓慢衰落, 所以视它为一恒定值; \mathbf{H}_{ji} 为第 i 个小区的所有用户到第 j 个小区的基站之间的信道; $\boldsymbol{\Psi} = \begin{bmatrix} \vec{\varphi}_1^T \\ \vdots \\ \vec{\varphi}_K^T \end{bmatrix}$; \mathbf{w}_j 为高斯加性噪声, 满足 $E[\mathbf{w}_i^H \mathbf{x}_i] = 0$

在大规模多天线系统中, 我们可以对上行信道接收到的导频序列进行分析, 从而估计下行信道的状态情况, 再做下行信道的预编码。上行链路中第 j 个小区接收的信号可表示为:

$$\mathbf{r}_j = \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{x}_i + \mathbf{w}_j \quad (4.3)$$

其中的 \mathbf{x}_i 为第 i 个小区内所有用户终端的发射信号, 满足均值为 0, 方差为 1 的正态分布 $E[\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_i] = \mathbf{I}$ 。即表示不同小区的信号是不相关的。

对于大规模 MIMO, 当 $M \rightarrow \infty$ 时, 存在

$$\frac{1}{\sqrt{M}} n_1 = 0 \quad (4.4)$$

$$\frac{\|\mathbf{h}_i\|^2}{M} = \frac{|h_1^i|^2 + \dots + |h_M^i|^2}{M} \approx \text{Var}[h] + (E[h])^2 = 1 \quad (4.5)$$

因为 $\text{Var}[h]$ 的值为 1, $E[h]$ 的值为 0, 所以上式为 1。

$$\frac{h_i h_j^H}{M} = \frac{1}{M} (h_1^i h_1^{j*} + h_2^i h_2^{j*} + \dots + h_M^i h_M^{j*}) = E[h] = 0, \quad \forall i \neq j \quad (4.6)$$

所以在上行链路中第 j 个小区接收的信号估计为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}_j &= \mathbf{A} \mathbf{r}_j \\ &= \mathbf{A} \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{x}_i + \mathbf{A} \mathbf{w}_j \\ &= \sqrt{p_u} \mathbf{A} \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{jj} \mathbf{x}_j + \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{x}_i + \mathbf{A} \mathbf{w}_j \end{aligned} \quad (4.7)$$

其中的 $\sqrt{p_u} \mathbf{A} \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{jj} \mathbf{x}_j$ 为我们希望能够接收到的期望信号, $\sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{x}_i$ 为来自其他小区的干扰信号, $\mathbf{A} \mathbf{w}_j$ 为信道噪声。

MRC 情况下, $\mathbf{A} = \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H$,

因为 $\frac{1}{M} \mathbf{H}_{ji_1}^H \mathbf{H}_{ji_2} \rightarrow \mathbf{I}_K \delta_{i_1 i_2}$,

所以当 $M \rightarrow \infty$ 时,

可以得到

$$\frac{1}{Mp_u} \hat{\mathbf{r}}_j \rightarrow \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{ji} \mathbf{x}_i = \mathbf{D}_{jj} \mathbf{x}_j + \sum_{i \neq j} \mathbf{D}_{ji} \mathbf{x}_i \quad (4.8)$$

式子中的“ $\sum_{i \neq j} \mathbf{D}_{ji} \mathbf{x}_i$ ”即为导频污染。

在天线数量有限的情况下，以下是几种不同的接收机接收信号的信干噪比：
又因为信干噪比等于期望功率信号平方比上非期望信号功率的平方，根据上式可得：

$$\text{SINR} = \frac{p_u \text{tr} \left[\mathbf{A} \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{jj} \mathbf{H}_{jj}^H \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \mathbf{A}^H \right]}{p_u \sum_{i=1, i \neq j}^L \text{tr} \left[\mathbf{A} \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{H}_{ji}^H \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{A}^H \right] + \text{tr} [\mathbf{A} \mathbf{A}^H]} \quad (4.9)$$

若采用 MRC 处的公式对接收处的信道进行最大比值合并，可以得到：

$$\text{SINR}_{\text{MRC}} = \frac{p_u \text{tr} \left[\hat{\mathbf{H}}_{jj}^H \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{jj} \mathbf{H}_{jj}^H \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{H}}_{jj} \right]}{p_u \sum_{i=1, i \neq j}^L \text{tr} \left[\hat{\mathbf{H}}_{ji}^H \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{H}_{ji}^H \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{H}}_{ji} \right] + \text{tr} [\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H]} \quad (4.10)$$

若采用 MF 处的公式进行迫零接收，可以得到：

$$\text{SINR}_{\text{ZF}} = \frac{p_u \text{tr} \left[\hat{\mathbf{H}}_{jj}^H (\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H)^{-1} \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{jj} \mathbf{H}_{jj}^H \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{H}}_{jj} (\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H)^{-1} \right]}{p_u \sum_{i=1, i \neq j}^L \text{tr} \left[\hat{\mathbf{H}}_{ji}^H (\hat{\mathbf{H}}_{ji} \hat{\mathbf{H}}_{ji}^H)^{-1} \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{H}_{ji}^H \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{H}}_{ji} (\hat{\mathbf{H}}_{ji} \hat{\mathbf{H}}_{ji}^H)^{-1} \right] + \text{tr} [\hat{\mathbf{H}}_{jj}^H (\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{jj} (\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H)^{-1}]} \quad (4.11)$$

若采用 MMSE 处的公式进行最小均方误差接收，可以得到：

$$\text{SINR}_{\text{MMSE}} = \frac{p_u \text{tr} \left[\hat{\mathbf{H}}_{jj} (\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H + \frac{N_0}{E_s} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{jj} \mathbf{H}_{jj}^H \mathbf{D}_{jj}^{\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H (\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H + \frac{N_0}{E_s} \mathbf{I})^{-1} \right]}{p_u \sum_{i=1, i \neq j}^L \text{tr} \left[\hat{\mathbf{H}}_{ji} (\hat{\mathbf{H}}_{ji} \hat{\mathbf{H}}_{ji}^H + \frac{N_0}{E_s} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{H}_{ji}^H \mathbf{D}_{ji}^{\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{H}}_{ji}^H (\hat{\mathbf{H}}_{ji} \hat{\mathbf{H}}_{ji}^H + \frac{N_0}{E_s} \mathbf{I})^{-1} \right] + \text{tr} \left[\hat{\mathbf{H}}_{jj} (\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H + \frac{N_0}{E_s} \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H (\hat{\mathbf{H}}_{jj} \hat{\mathbf{H}}_{jj}^H + \frac{N_0}{E_s} \mathbf{I})^{-1} \right]} \quad (4.12)$$

由上面的推导过程可知，在多小区大规模多天线系统中，导频污染的产生是无法避免的，我们必须找到简单有效的措施抑制小区之间的导频污染，才能更好地发挥系统的优势，提高系统的性能。

二、导频污染的解决方案小结

现实中，导频污染是无法避免的，但是我们能够采取一定的措施降低它对系统性能造成的不良影响：

- (1) 运用最小均方误差（minimum mean square error, MMSE）的预编码补偿：利用该准则，进行波束成型，利用最优化法推出线性预编码表达式，虽然增加了分析的复杂性，但的确可以有效地降低小区内和小区间的导频污染干扰。
- (2) 运用联合的导频预编码算法（pilot contamination pre-coding, PCP）：每个小区的基站会与同一个中心处理器相连接，当基站收到导频序列后，把收到的序列都发到中心处理器进行处理，得到自己的加权系数。然后中心处理器再将这个结果返回到各个基站，基站再根据这个加权系数进行下行信道的预编码，从而达到减轻导频污染的。
- (3) 运用优化的导频分配和调度：将不同小区的导频发射时隙错开，或者把某一小区内的导频时隙与相邻小区的数据时隙对其。对于交叉增益较大的小区，可以把它的导频分成前后两段发射，错开导频发射的时间，达到减少不同小区导频相互干扰的问题。但是此方法需要

增加额外的信令开销（为了多个小区对齐时隙），而且即使对齐了，在目标小区发射导频序列时，还是会受到功率更强的其他小区下行信道的数据流干扰。并且在一个多小区的大规模 MIMO 系统中，使得目标小区的导频发射时隙总是对齐到其他小区的据发射时隙过于理想化，所以，导频污染是必然存在的！

- (4) 运用导频的功率控制：通过调整用户终端的导频发射功率，使得中心基站接收到的来自交叉同类的小区内的功率信干比小于基站解码的功率信干比，且前面两者都小于来此本小区内的用户终端的功率信干比，这样能够避免来自交叉同类小区的导频污染。
- (5) 运用小区交叉分类的方法：对小区进行标识，基站通过不同的小区表示位区分是本小区的终端导频序列还是其他小区的终端导频序列，从而能够把来自其他小区的导频序列给滤除，减少来自其他小区的导频污染。
- (6) 运用高效的信道估计法：大规模多天线系统是根据上、下行信道的互易性，通过对上行信道接收到的来自终端的信号进行分析，从而得出下行信道的状态，导频污染的根源就是在于信道的导频估计。若要避免导频污染，则应该换一种有效的信道估计法，例如盲信道估计等。对于稀疏信道，可以采用压缩感知技术，能够降低导频开销，减少导频污染。
- (7) 基于小区分类的导频污染减轻方法：根据大尺度衰落因子与距离的关系(距离相距越远，大尺度衰落因子减小得越快)，可以把蜂窝网络中的所有小区划分为两类，同一类内部的小区间采用一样的导频，且不同类之间的小区采用的是相互正交的导频。在导频资源有限的情况下，这比所有小区都采用正交导频的代价要小得多，实现的可能性也比较大。

导频污染是大规模 MIMO 系统中必须面临的一个性能瓶颈，也是无法避免的一个问题。大多数时候，我们可以以选择某一方面的性能作为指标，尽可能地降低导频污染对系统性能的影响。

三、多小区大规模 MIMO 系统仿真

信干噪（SINR）比是通信系统中衡量通信质量可靠性的一个技术指标。一般情况下，信干噪比越小，说明混在信号里的噪声干扰越大；信干噪比越大，则说明混在信号里的噪声干扰越小。所以，我们用信干噪比这一值，来对比在多小区大规模 MIMO 系统中，不同接收方案对减轻导频污染的影响。

本章考虑一个多小区的大规模多天线系统，假设有六边形小区数目为 $L=7$ ，每个小区分别有一个配有 200 根天线的中心基站，小区半径为 100 米，每个小区内有 $K=10$ 个单天线用户，并且小区的上行信道功率 P_u 为 3 毫瓦。

多小区大规模 MIMO 系统内各个参数值	
小区数 L	7
基站天线数 M	200
小区半径 D	100 (M)
单个小区内用户数 K	10
上行信道功率 P_u	0.0003(w)

表 1

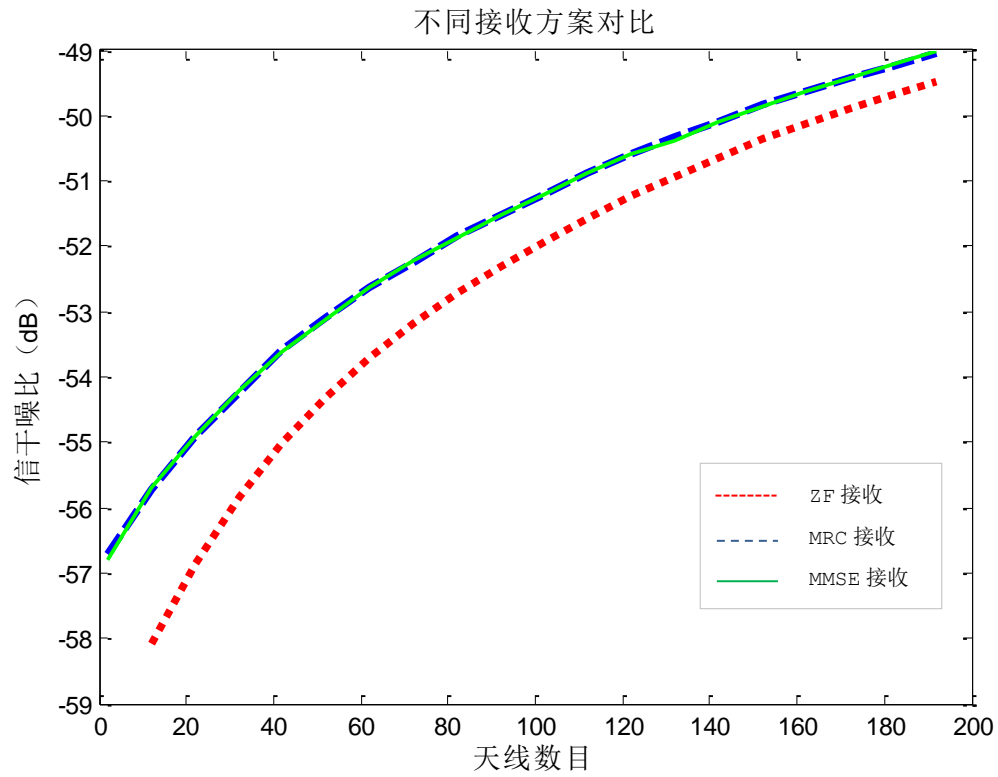


图 10

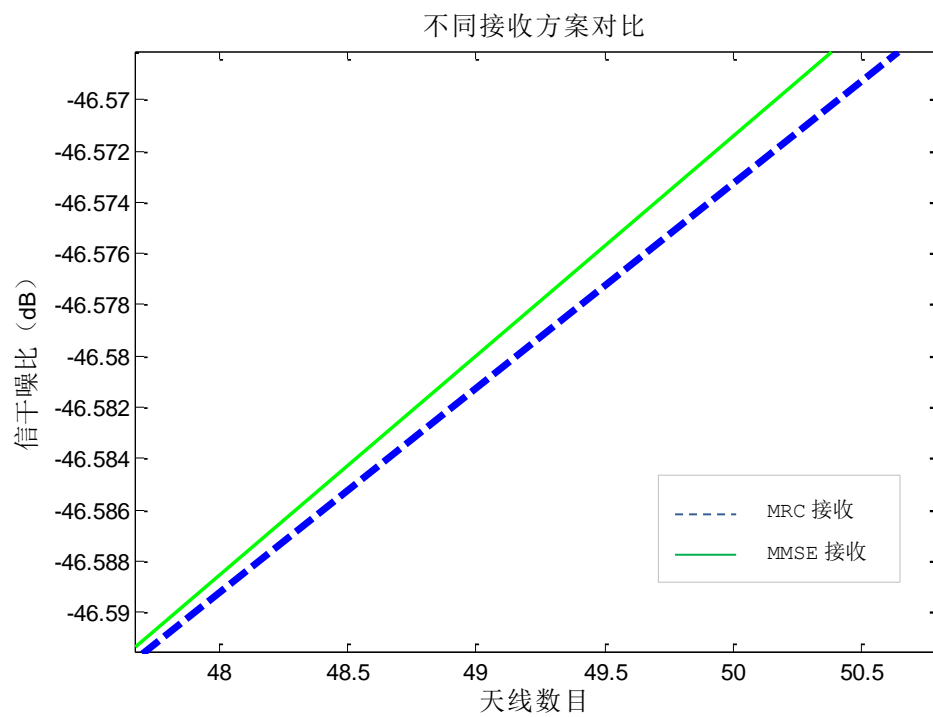


图 11

我们在相同条件下分别使用三种接收方案进行接收，仿真结果如图 10 所示。由图中的结果可知，ZF(红色)接收的信干噪比最小，MRC(蓝色)和 MMSE(绿色)两条曲线的值相近，放大后得到图 11 可知，在天线数目增大到一定数量的情况下，MMSE 接收器的信干噪比是稍大与 MRC 接收器的。由此可知，在相同传输条件下，三种接收方案的信干噪比大小为：MMSE>MRC>ZF 的，即三种接收方案中，MMSE 接收性能最好，ZF 接收相对较差。并且，随着天线数量的不断增加，三种接收方案的信干噪比也呈指数型增加，即天线数量的增加可以改善系统的信干噪比。

接下来，我们在对比一下，在相同接收方案，不同发射功率、不同用户数、不同小区数情况下，各个大规模 MIMO 系统的传输情况。

1. MRC 接收方案在不同发射功率情况下的信干噪比

多小区大规模 MIMO 系统内各个参数值

小区数 L	7
基站天线数 M	200
小区半径 D	100 (M)
单个小区内用户数 K	10
上行信道功率 P_u	0.0003(w)/0.0010(w)/0.0020(w)

表 2

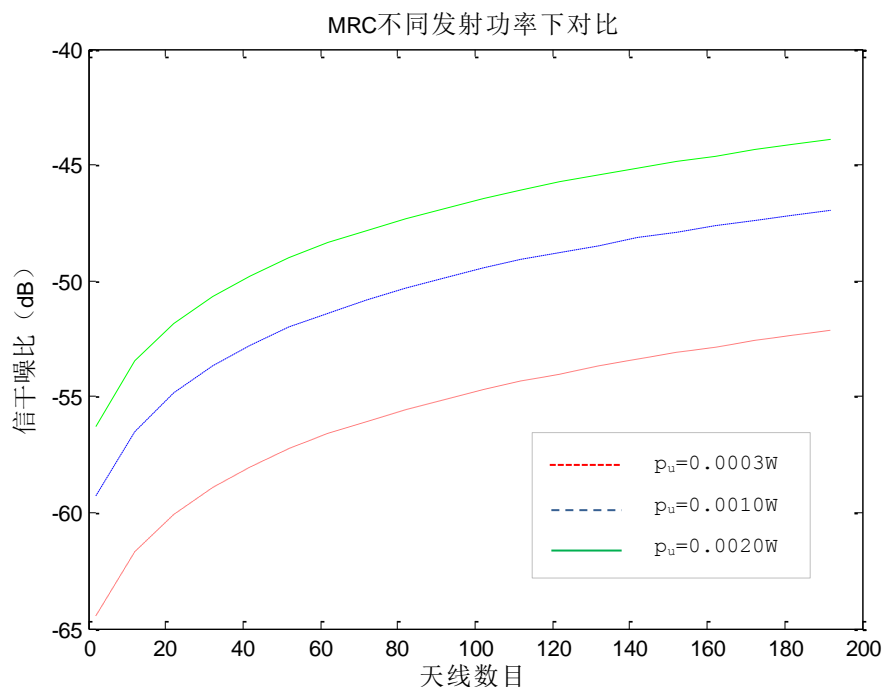


图 12

由图 12 可知，采用 MRC 接收方案的情况下，随着天线数目的增加，系统的信干噪比呈指数型的增加最后可能趋于某一固定值，这就说明，在天线数目不断增加的情况下，系统的信干噪比也会逐渐有所改善。图中三种颜色的曲线分别表示不同上行发射功率情况下的系统信干噪比。

比状况, 可知, 其中 $P_u=0.0003W$ (红色) 的信干噪比最小, $P_u=0.0020W$ (绿色) 的信干噪比最大, 即 $P_u=0.0003W < P_u=0.0010W < P_u=0.0020W$ 。由此得出结论, 在上行信道中, 随着发射功率的不断提高, 系统的信干噪比也不断有所改善。

2. MRC 接收方案在用户数不同情况下的信干噪比

多小区大规模 MIMO 系统内各个参数值

小区数 L	7
基站天线数 M	200
小区半径 D	100 (M)
单个小区内用户数 K	10/50/100
上行信道功率 P_u	0.0003(w)

表 3

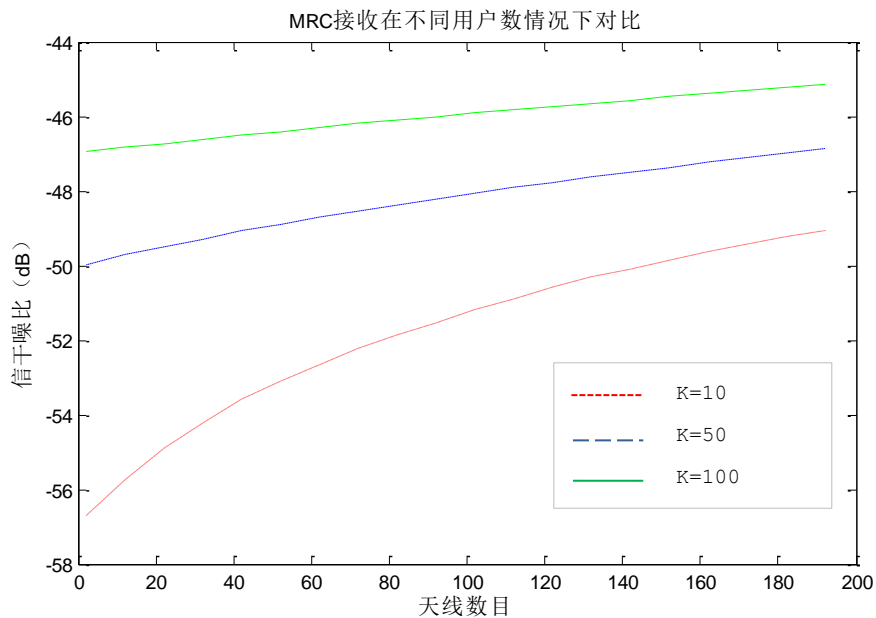


图 13

由图 13 可知, 采用 MRC 接收, 在用户数不同的情况下, 随着用户数量的增加, 系统的信干噪比也有所提高, 系统的接收性能有所改善。但根据曲线的趋势来看, 随着用户数的增加曲线的不断趋向于水平, 所以, 在用户数增加到一定的情况下, 信干噪比会趋向于某一固定值。

3. MRC 接收方案在小区数不同情况下的信干噪比

多小区大规模 MIMO 系统内各个参数值

小区数 L	7/20/30
基站天线数 M	200
小区半径 D	100 (M)
单个小区内用户数 K	10
上行信道功率 P_u	0.0003(w)

表 4

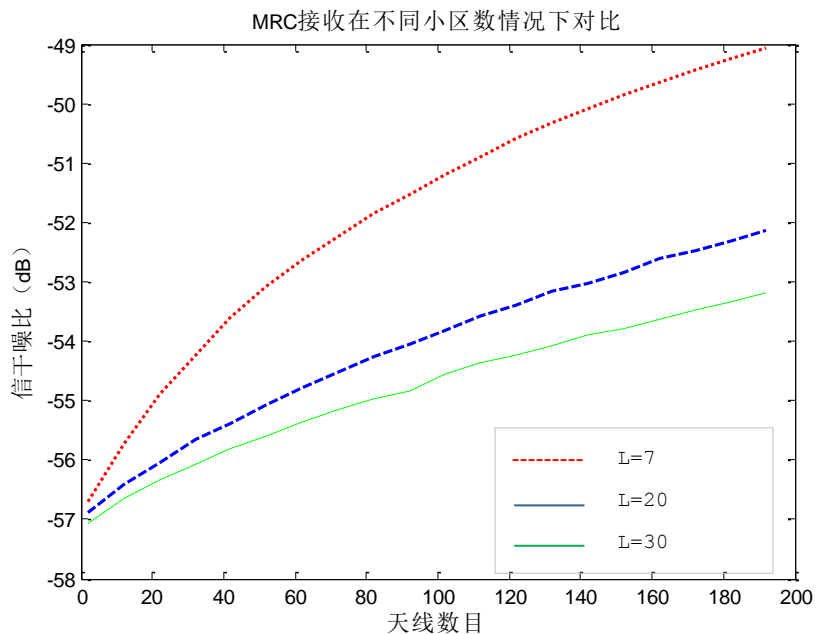


图 14

由图 14 可知，采用 MRC 接收方案的情况下，当天线数目一定时，小区数量越多，系统的信干噪比约小，系统的性能相对也就较差些。

综合上面三点，在现实情况中，大规模 MIMO 系统的小区数量应该不宜过多，可以适当地增加用户数量，以及上行信道的发射功率来改善信干噪比。同时，由曲线的趋势也可以知道，适当地增加天线数目，也能对信干噪比有所改善。

第五章、总结与展望

一、本文总结

大规模 MIMO 技术实现未来高速无线通信的关键技术之一。本文主要为大家介绍了大规模多天线系统，包括他的发展由来、系统模型介绍、系统优点、系统分等内容，再着重地分析了导频污染产生的原理和原因，并对导频污染的减轻方法进行了总结归纳。

通过第三章对导频污染产生的分析，我们可以知道，在现实无线通信系统中，导频污染是必然存在的，我们无法对其进行完全的避免，只能通过有效的措施尽量地去减轻它对通信质量产生的影响。

在第四章当中我们通过信干噪比这一个参数值，来研究导频污染对通信系统产生的影响。并且提出三种不同的接收方案，用来减轻导频污染的影响。通过对三种不同的接收方案的仿真，能够直观地从各个图中看出方案有效地减轻了导频污染，也能看出各个方案的差异所在。

二、未来展望

大规模 MIMO 系统通过大量地增加天线的数目，深度利用空间维度的无线通信资源，从而能够大幅度地提升我们无线通信的带宽，从而实现高速率的通信。但是，在通信带宽提高的同时，我们也遇到了许多技术上的“瓶颈”，本文所研究的出现在上行链路中的导频污染只是其中之一。导频污染是必然存在的，所以我们需要通过寻找更多有效的方法去减轻它的影响。

除此之外，我们还需要关注关于大规模 MIMO 系统的频谱效率问题，天线和射频的布局，独立空间的可用维度，以及系统中信号的处理方面的技术的相关内容。

并且，本文的研究也仅仅是针对多小区内用户数量相同情况下的分析，现实中的情况要复杂的多，所以我们也需要研究一下在多小区多用户情况下的情况。

【参考文献】

- [1]戚晨皓, 黄永明, 金石. 大规模 MIMO 系统研究进展[J]. 东南大学信息科学与工程学院, 2015. 544-551.
- 刘宁、袁宏伟, 5G 大规模天线系统研究现状及发展趋势, 电子科技, 2015.
- [2]鲁照华, 张晓丹, 肖华华, 等. 大规模天线阵列系统技术探析[J]. 电视技术, 2014, 38 (5) :132-135.
- [3]杨中豪, 王琼, 乔宽. 面向 5G 的大规模 MIMO 技术研究进展[J]. 广东通信技术, 2015, 35 (5) :73-76.
- [4]唐锐, 谭永宏, 刘爱琳等. 浅谈下一代移动通信技术—大规模 MIMO 系统[J]. 湖南科技学院学报, 2015, (10) :28-30.
- [5]]房胜. 大规模 MIMO 系统的频谱效率和导频污染问题研究 [D]. 杭州: 杭州电子科技大学通信与信息系统, 2013.
- [6]伏晓慧. 导频污染下 Massive MIMO 系统的信道估计和导频调度研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2015.
- [7]王维甲. 基于 MIMO 的通信系统仿真与分析研究 [D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2014.
- [8]Hien Quoc Ngo,Erik G and Thomas.Energy and Spectral Efficiency of Very Large Multiuser MIMO System[J]. IEEE Transactions On Communications, 2013, 61 (4) :1436-1449.
- [9]T.LMarzetta.Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of BS antennas[J]. IEEE Trans.Wireless Commun, 2010, 9 (11) :3590-3600.
- [10]Miao G W. Energy-efficient uplink multi-user MIMO[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12 (5) :2302-2313.

致谢

在我的大学生涯即将结束之际，首先我要感谢的就是我的母校——深圳大学。感谢母校为我提供了良好的学习环境，丰富的学习资源，以及浓郁的学习氛围，让我能够在这样一个环境下学习到更多的知识，培养良好的学习习惯。同时，也感谢这四年来培养过我的所有老师，谢谢老师们辛勤的付出和栽培。

这次论文我能够顺利地完，我要特别地感谢我的指导老师——陈佳义老师。谢谢老师在我写论文的过程当中，给予我的悉心指导，以及解答我在设计过程中遇到的各种疑问和难题。谢谢老师为我提供了大量的学习资料，让我对论题有了更深的理解和认识，从而使我能更加顺利地完。衷心感谢老师的付出，老师，您辛苦了。

Analyses of Pilot Contamination for Massive MIMO System

【Abstract】 With the rapid development of information age, people demand for data services continue to improve. Since the MIMO technology is put forward, its high spectrum efficiency, wide coverage, low power consumption and higher link reliability made it to be one of the key technology of wireless communication. This article first introduce the process of the wireless communication history which was began form the cellular mobile communication systems to the Massive MIMO system. Compare the advantages and disadvantages of each generation communication system. And then the article tells us about the MIMO technology by emphatically expounding the principle of Massive MIMO system and the reason of pilot simulation came into being. At the same time, we make the simulation of the system model. Through theoretical derivation and simulation software to complete the study of pilot simulation in massive MIMO system. Referencing to other documents ,we put forward the methods of reducing pilot simulation.

【Key words】 Massive multiple-input multiple-output ; multiple cells system ; pilot contamination

指导教师：陈佳义讲师

附录

仿真源代码

MRC 接收

```
clear all

pu = 0.0003;

d = 100;

M = 2:10:200;

L = 7; % 19

simno = 10^3;

K = 10;

for i=1:L
    D(:, :, i) = zeros(K, K);
    for k=1:K
        if i==1
            D(k, k, i) = d^(-2);
        else
            D(k, k, i) = (1.5*d)^(-2);
        end
    end
end

SINR = zeros(1, length(M));

for m = 1:length(M)

    for ii=1:simno
        clear H;
        for i=1:L
            H(:, :, i) = randn(M(m), K);
        end
        A = H(:, :, 1)';
```



```

    intf = 0;
    for i=2:L
        intf = intf +
pu*trace(A*H(:, :, i) * (D(:, :, i) ^ (0.5)) * (D(:, :, i) ^ (0.5)) * H(:, :, i) ' * A');
    end

    SINR(m) =
SINR(m)+pu*trace(A*H(:, :, 1) * D(:, :, 1) ^ (0.5) * D(:, :, 1) ^ (0.5) * H(:, :, 1) ' * A
') / (intf+ trace(A*A'));
    end

end

SINR=SINR./simno;
plot(M, 10*log10(SINR))

xlabel('天线数目')
ylabel('信干噪比 (dB) ')
title('MRC接收')

```

ZF 接收

```

clear all

pu = 0.0003;

d = 100;

M = 2:10:200;

L = 7; % 19

simno = 10^3;

K = 10;

for i=1:L
    D(:, :, i) = zeros(K, K);
    for k=1:K
        if i==1
            D(k, k, i) = d^(-2);
        else
            D(k, k, i) = (1.5*d)^(-2);
        end
    end
end
end

```

```

end

SINR = zeros(1,length(M));

for m =1:length(M)

    for ii=1:simno
        clear H;
        for i=1:L
            H(:, :, i) = randn(M(m),K);
        end
        A =(H(:, :, 1)*(H(:, :, 1)'* H(:, :, 1)) ^(-1)/(trace((H(:, :, 1)'*
H(:, :, 1)) ^(-1))) ^ (0.5))';

        intf = 0;
        for i=2:L
            intf = intf +
            pu*trace(A*H(:, :, i)*(D(:, :, i)^(0.5))*(D(:, :, i)^(0.5))*H(:, :, i)'*A');
        end

        SINR(m) =
        SINR(m)+pu*trace(A*H(:, :, 1)*D(:, :, 1)^(0.5)*D(:, :, 1)^(0.5)*H(:, :, 1)'*A
        ') / (intf+ trace(A*A'));
    end

end

SINR=SINR./simno;
plot(M, 10*log10(SINR))

xlabel('天线数目')
ylabel('信干噪比 (dB)')
title('ZF接收')

```

MMSE 接收

```

clear all

pu =0.0003;

d = 100;

```

```

M = 2:10:200;

L = 7; % 19

simno = 10^3;

K = 10;

for i=1:L
    D(:,:,i) = zeros(K,K);
    for k=1:K
        if i==1
            D(k,k,i) = d^(-2);
        else
            D(k,k,i) = (1.5*d)^(-2);
        end
    end
end

SINR = zeros(1,length(M));

for m =1:length(M)

    for ii=1:simno
        clear H;
        for i=1:L
            H(:,:,i) = randn(M(m),K);
        end
        A = ( H(:,:,1)*(H(:,:,1)'+H(:,:,1)+1/pu*eye(K))^(-1))';

        intf = 0;
        for i=2:L
            intf = intf +
            pu*trace(A*H(:,:,i)*(D(:,:,i)^(0.5))*(D(:,:,i)^(0.5))*H(:,:,i)'*A');
        end

        SINR(m) =
        SINR(m)+pu*trace(A*H(:,:,1)*D(:,:,1)^(0.5)*D(:,:,1)^(0.5)*H(:,:,1)'*A
        ') / (intf+ trace(A*A'));
    end

end

SINR=SINR./simno;

```

```
plot(M, 10*log10(SINR))
```

```
xlabel('天线数目')
```

```
ylabel('信干噪比 (dB)')
```

```
title('MMSE接收')
```