

基于 CSI-RS 赋形的大规模天线阵列预编码与反馈方法

陈文洪*, 高秋彬, 陈润华, 李辉, Tamrakar RAKESH, 孙韶辉

电信科学技术研究院无线移动通信国家重点实验室, 北京 100191

* 通信作者. E-mail: chenwenhong@catt.cn

收稿日期: 2015-08-06; 接受日期: 2015-11-17; 网络出版日期: 2015-12-29

国家科技重大专项 (批准号: 2015ZX03001030, 2015ZC03001034) 和国家高技术研究发展计划 (863 计划) (批准号: 2014AA01A705) 资助项目

摘要 大规模天线阵列的应用是 5G 技术中提高频谱效率的有效手段. 在大规模天线阵列系统中, 天线单元的数量显著增长. 这些天线单元可以与不同数量的无线射频通道连接, 从而映射到多个天线端口上. 由于大量的天线单元可以组成不同形状的天线阵列, 设计单一的反馈框架来支持不同形态的大规模天线阵列具有很大的挑战性. 本文分析了在大规模天线阵列系统中实现多个维度预编码的方法, 通过在水平维和垂直维分别进行预编码, 充分利用了所有天线单元的天线增益和赋形增益, 且所给方法只需要借助目前广泛应用于 2D 天线阵列的反馈机制. 从我们的仿真中可以看出: 基于 CSI-RS 赋形的 CSI 反馈和相应的预编码算法, 相对于传统 MIMO 处理方式, 能够获得显著的性能增益. 而且, 这种方法只需要一些基站侧的实现, 对终端可以是完全透明的, 因此对终端的影响很小.

关键词 大规模天线阵列 CSI-RS 波束赋形 预编码 反馈 LTE

1 引言

MIMO 技术是目前 3G 和 4G 系统中提高无线通信系统容量的一项关键技术. 在 5G 技术预研中, 大规模天线阵列 (massive MIMO) 技术也作为一项重要的潜在技术被广泛研究 [1]. 这几年的研究结果表明, 由大量有源天线组成的大规模天线阵列相较于传统的 MIMO 系统可以提供显著的增益 [2]. 大规模天线系统可以提供更大的空间自由度, 提高空间分集增益, 同时允许更多用户复用. 典型的大规模天线阵列可以通过垂直维度的扩展来获得额外的空间自由度, 从而达到更高的系统吞吐量和频谱效率 [3], 满足第五代移动通信技术对频谱效率的要求.

在大规模天线阵列系统中, 如何在发送端获得信道状态信息 (channel state information, CSI) 是一个关键问题. 在时分双工 (time division duplex, TDD) 系统中, 基站可以利用信道互易性从上行信道获得下行信道信息. 在频分双工 (frequency division duplex, FDD) 系统中, UE 可以通过上行反馈信道上报下行信道对应的 CSI. 对于后一种方式, CSI 通过测量下行参考信号获得, 比如信道状态信息参考信

引用格式: 陈文洪, 高秋彬, 陈润华, 等. 基于 CSI-RS 赋形的大规模天线阵列预编码与反馈方法. 中国科学: 信息科学, 2016, 46: 49–60, doi: 10.1360/N112015-00175

号 (channel state information reference signal, CSI-RS). 但是, 随着天线数量的增长, 这种反馈需要的下行参考信号和上行反馈信道的开销也会显著增长, 同时 UE 测量 CSI 的复杂度也随之提高.

在 LTE FDD 系统中, 基于码本的反馈可以用于基站配置 2/4/8 天线端口的场景, CSI-RS 和码本的设计都支持最多 8 个端口的传输. UE 需要基于下行信道的测量上报一个预定义码本中推荐的预编码矩阵索引 (precoding matrix indicator, PMI), 同时上报相应的秩指示 (rank indicator, RI) 和信道质量指示 (channel quality indicator, CQI). 如果直接将这个反馈机制进行扩展以支持大规模天线阵列, 码本设计需要可以量化大量的天线单元对应的信道信息. 而且, 因为天线单元可以组成不同形状的天线阵列, 比如宽阵列或者高阵列, 码本就需要能够适应各种不同的阵列结构. 这样的话, 码本将会变得很庞大, 反馈开销和 UE 选择 PMI 的复杂度也会变得非常高. 为了降低反馈开销, 文献 [4~9] 提供了一些方法以通过有限反馈信道来支持大规模天线阵列的 CSI 反馈, 比如通过编码量化、天线分组和压缩编码等方式. 虽然其中大多数方法利用了天线单元之间的高相关性来降低反馈开销, 但是相较于传统的有限天线单元的 MIMO 系统, 基于这些方法设计的反馈信道仍然有相当高的开销和复杂度.

为了解决这些问题, 同时充分利用 LTE 系统中用于传统 MIMO 系统的反馈机制, 大量的天线单元可以通过赋形的方式映射到少量的天线端口, 从而用少量的天线端口进行下行传输. CSI 反馈可以基于这些天线端口进行, 从而 UE 不需要上报大量天线单元对应的 CSI. 典型的, 如果天线单元可以虚拟化到 8 个或者更少的天线端口, 则 LTE 中基于 2/4/8 天线端口的反馈机制就能满足上述 CSI 上报的需求. 这种方式的关键问题是如何实现天线单元和天线端口之间的映射, 从而使赋形增益最大化. 为了达到这个目的, 所用的赋形向量应该和 UE-基站间相应天线单元的瞬时信道信息相匹配, 即不同 UE 应该使用独立的赋形向量. 然而, 如果每个 UE 的赋形向量不同, 他们如何基于有限的参考信号进行下行信道测量以获得各自的 CSI 是个问题. 本文中, 我们给出了一种利用赋形的 CSI-RS 资源实现大规模天线阵列系统中多个维度的反馈和预编码的方法, 可以通过有限的反馈和参考信号资源开销来获得大规模天线阵列的天线增益.

本文的组织如下: 第 2 节我们引入了大规模天线阵列的系统模型, 第 3 节给出了基于 CSI-RS 赋形和现有的 CSI 反馈机制实现大规模天线阵列的预编码和反馈的具体方法, 第 4 节提供了该方法的系统级仿真结果, 第 5 节总结全文.

2 系统模型

本文考虑一个有 N_t 个发送天线单元的大规模天线阵列系统. 天线单元在两个维度上排列: 水平维度和垂直维度. 垂直维度的天线单元排列紧密, 具有较高的相关性. 在水平维度、天线单元和 LTE 系统中传统的天线阵列采用相同的排列方式, 一般采用双极化的阵列. 典型的天线阵列示意图如图 1 所示.

由此, UE i 的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{W}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{H}_i \sum_{j=1}^K \mathbf{W}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}, \quad (1)$$

其中,

- \mathbf{y}_i 是一个 $N_r \times 1$ 维的接收信号向量, N_r 是 UE i 的接收天线数;
- \mathbf{H}_i 是一个 $N_r \times N_t$ 维的信道矩阵, 且 $N_t = N_1 \times N_2$, 其中 N_1, N_2 分别为发送端垂直维和水平维的天线单元数目;

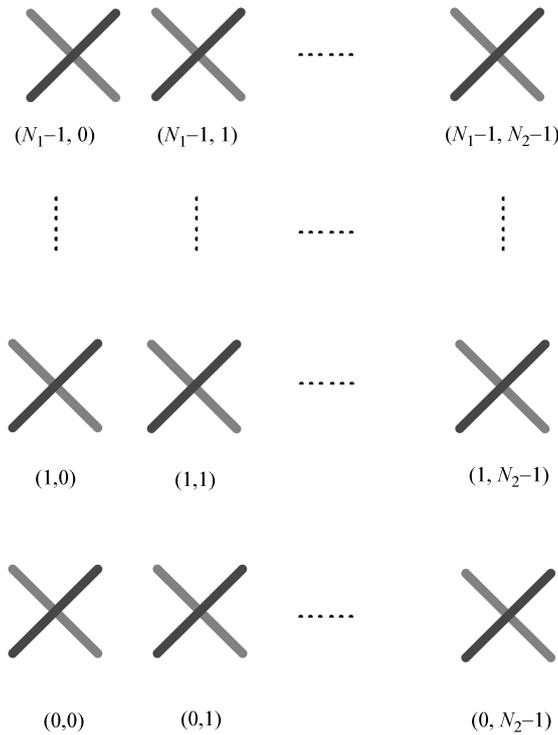


图 1 大规模天线阵列系统中的二维天线阵列

Figure 1 Two dimensions antenna array in massive MIMO system

- n 是一个 $N_r \times 1$ 维的向量, 代表来自邻小区的噪声和干扰, 其相关矩阵为 R_{nn} ;
- W_i 是一个 $N_t \times r_i$ 维的预编码矩阵, r_i 是 UE i 的传输层数且 $r_i \leq \min(N_t, N_r)$;
- x_i 是一个 $r_i \times 1$ 维的数据向量;
- W_j, x_j 是干扰 UE j 的预编码矩阵和数据向量, 这里假设和 UE i 复用在同一资源上的干扰用户总数是 K .

如果一个小区内的一个物理资源上只有单个 UE 传输, 则上述噪声和干扰就可以等效为 Gauss 白噪声, 此时最佳的预编码向量就是该用户的信道相关矩阵的特征向量. 如果有多个 UE 复用同一物理资源, 则预编码矩阵的设计目标一般是最大化复用用户总的系统容量, 此时需要利用所有复用用户的 CSI 来联合计算预编码矩阵, 从而得到每个用户的波束.

3 基于 CSI-RS 赋形的预编码与反馈过程

由于发送天线是在两个维度上排列, 每个维度的天线单元都可以进行预编码, 从而形成 3D 的波束, 所以这种预编码也称为 3D 赋形. 在传统的 MIMO 系统中, 天线单元只在水平维排列, UE 上报的 CSI 可以用于水平维的预编码. 而在大规模天线阵列系统中, 水平垂直两个维度都需要进行预编码, 因此需要额外的 CSI 来进行垂直维预编码, 而水平维的预编码可以基本重用现有的方式. 本节讨论了利用有限的 CSI 反馈来实现 3D 赋形特别是垂直维赋形的方法.

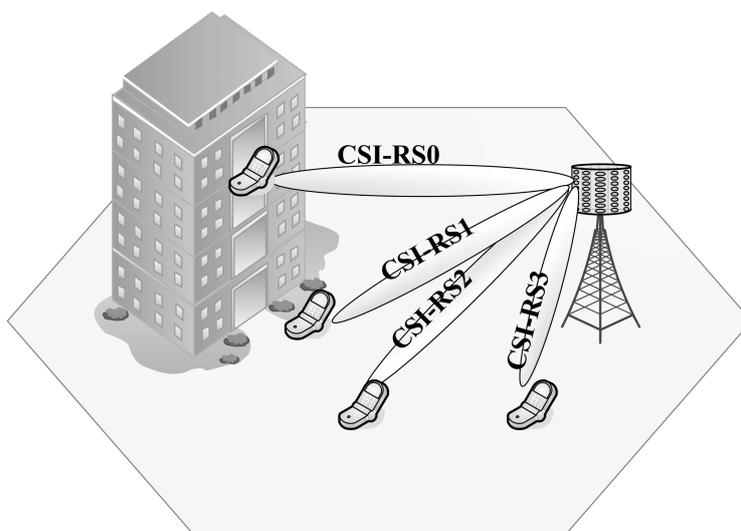


图 2 CSI-RS 资源的赋形示意图
Figure 2 Beamforming of CSI-RS resources

3.1 垂直维赋形的原理

在大规模天线阵列系统中, 典型的天线配置方式是水平维的天线单元数目与传统的 2D MIMO 阵列相同, 即包含 2/4/8 天线, 而垂直维可以有 8 个甚至更多的天线单元. 因为垂直维的天线是高相关的, 它们可以形成对准 UE 的波束, 从而提供额外的赋形增益. 如果 CSI-RS 和数据采用相同的垂直维赋形, 则 UE 基于赋形后的 CSI-RS 反馈的 CSI 就可以反映基于相应垂直维赋形假设的水平维 CSI, 从而可以使用相应垂直维赋形向量和水平维 CSI 对数据进行二维预编码.

假设 CSI-RS 采用的垂直维预编码矩阵为 $W_{v,i}$, 则 UE i 接收的 CSI-RS 信号可以表示为

$$r_i = H_i W_{v,i} s_i + n, \quad (2)$$

其中, s_i 是基站发送的 CSI-RS 信号. UE 基于 s_i 进行信道估计, 可以得到基于水平维信道 $H_i W_{v,i}$ 的 CSI, 其中包括水平维的预编码矩阵 $W_{h,i}$ 和相应的 RI/CQI. 利用垂直维的赋形向量 $W_{v,i}$ 和水平维的预编码矩阵 $W_{h,i}$, 就可以进行二维的预编码. 这样只需要重用 LTE 系统中的反馈和预编码机制, 就能获得垂直维的赋形增益. 为了简化说明, 在下面的讨论中, 我们假设对每个 UE 垂直维只用单个波束进行赋形.

由于 UE 在垂直维可能是分散的, 为了最大化垂直维的赋形增益, 需要发送大量的 CSI-RS 资源来对准不同垂直维角度上的 UE. 不同的 CSI-RS 资源各自赋形后应该提供足够大的垂直维覆盖范围, 从而保证多数 UE 的赋形增益. 图 2 中给出了一个 CSI-RS 赋形的例子, 基于 4 个 CSI-RS 资源的假设. 通过 UE 测量得到的 PMI 和相应 CSI-RS 使用的赋形向量可以获得两个维度完整的预编码矩阵, 同时基于赋形后的 CSI-RS 得到的 CQI 也能够反映两个维度赋形后等效的信道质量. 考虑到 CSI-RS 资源开销会影响频谱效率, 应该尽量使用有限的垂直维波束来覆盖大多数 UE.

3.2 垂直维赋形的实现

图 3 给出了垂直维赋形的实现示意图. 垂直维赋形可以在模拟域实现, 也可以在数字域实现. 对于模拟域的实现方式, 每个射频通道上的模拟信号 (对应于 1 个天线端口的数字信号) 在映射到垂直

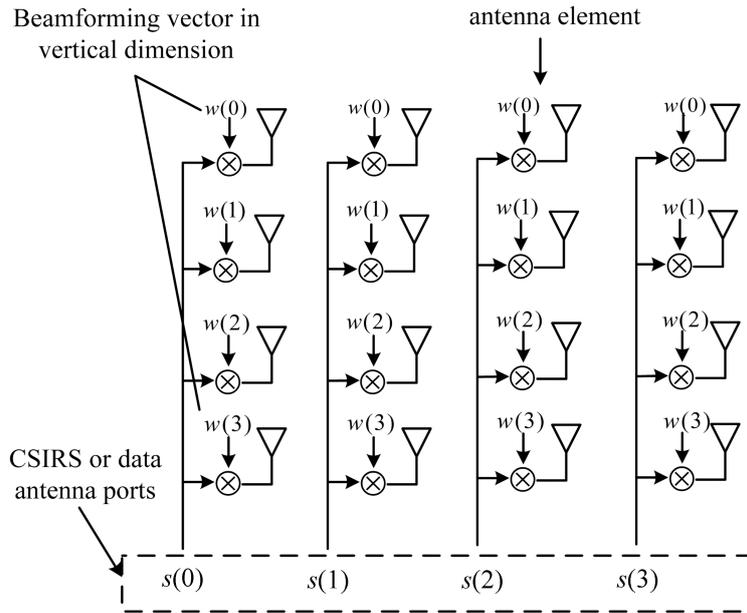


图 3 CSI-RS 和数据的垂直维赋形
Figure 3 Vertical beamforming for CSI-RS and data

天线单元上时, 通过一个赋形向量进行加权. 此时, 每个基带上的射频通道都通过赋形向量映射到同一列上的所有垂直天线单元, 所以这种方式又称为完全连接方式. 在这种方式下, 不同的波束通过不同的射频通道来传输, 每个波束都通过所有天线发送. 对于第 i 个 CSI-RS 端口, 其在第 k 个垂直天线单元上传输的信号可以表示为

$$d_{k,i} = w_{k,i} s_i, \tag{3}$$

其中 $w_{k,i}$ 为赋形向量 $w_{v,i}$ 的第 k 个元素.

对于数字域的实现方式, 每个天线端口的数字信号通过赋形向量进行加权后, 映射到一系列天线单元对应的所有射频通道上, 而每个射频通道只连接到一个或者部分的垂直维天线单元, 称为部分连接方式. 这种方式下, 不同的波束通过不同的权值在相同的无线射频通道传输, 类似于 LTE 系统中水平维的赋形过程. 对于第 i 个 CSI-RS 端口, 其在第 k 个垂直天线单元上传输的信号可以表示为

$$d_{k,i} = u_{k,i} s_i, \tag{4}$$

其中 $u_{k,i}$ 为 $u_{v,i}$ 的第 k 个元素, 且

$$u_{v,i} = w_{1,i} w_{2,i}, \tag{5}$$

这里 $w_{1,i}$ 是射频通道到天线单元的映射矩阵, 对于所有 CSI-RS 天线端口都是相同的. 而 $w_{2,i}$ 是数字信号的垂直赋形向量, 不同的波束可以采用不同的垂直赋形向量.

比较两种方式, 在模拟域进行赋形更易于实现, 因为不需要额外的基带计算. 然而, 模拟域赋形相比于数字域赋形也有一定的缺点:

- 完全连接方式下, 功率被均分到多个射频通道/波束上, 从而分给多个复用 UE. 每个 UE 只能收到一个波束的信号, 如果有些波束没有 UE 使用则功率效率就降低了, 而部分连接方式不存在该问题.

• 模拟域的赋形不如数字域赋形灵活性强, 数字域的赋形向量可以基于实时的 CSI 进行计算和更新, 而模拟域的赋形只能使用有限的固定波束。

• 在 MU-MIMO 情况下, 如果采用完全连接方式, 复用用户之间的干扰是通过使用不同的垂直维波束和水平维的预编码来抑制。而在部分连接方式下, 可以采用二维联合预编码的方式来进一步抑制干扰, 比如使用 ZF, MMSE^[2] 或者 SLNR 等多用户联合处理算法来获得最终的预编码矩阵。这种情况下, 部分连接方式可以复用更多的 UE 来达到更高的频谱效率。

在第 4 节中, 我们提供了两种方式的性能。

3.3 垂直维码本的生成

考虑到垂直天线之间的高相关性, 垂直维赋形向量可以通过天线阵列响应向量来得到:

$$\boldsymbol{\alpha}(\theta_p) = [1 \quad e^{-j2\pi d \cos(\theta_p)/\lambda} \quad e^{-j2\pi 2d \cos(\theta_p)/\lambda} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(M-1)d \cos(\theta_p)/\lambda}], \quad (6)$$

这里 θ 是垂直维的赋形方向, 对应一个以 90° 为水平方向的角度。为了简化码本设计, 该向量可以通过在 LTE 码本中广泛使用的 DFT 向量来量化, 一个 DFT 码本中的 DFT 向量可以通过如下方式表示:

$$\boldsymbol{\alpha}(m, p, N) = e^{-j2\pi mp/N}, \quad (7)$$

对于一个固定的天线间隔 d , 每个赋形角度和阵列响应向量都可以映射到一个 N -DFT 码本中的 DFT 向量。与 LTE 系统的码本不同, 该码本不需要在 UE 端使用, 只需要基站端存储即可。

由于每个码字都用于一个 CSI-RS 资源的赋形, 码本的大小与小区内 CSI-RS 资源的数目是相同的, 码本的设计需要考虑赋形增益和 CSI-RS 开销的折中。在不同的应用场景中, UE 在垂直维的分布是不同的, 可能需要不同的码本大小。图 4 给出了 3D-UMi 和 3D-UMa 两种场景^[10]中, UE 在 LOS 径假设下垂直维角度的分布, 体现了 UE 在垂直维的分散情况。可以看到, 相比于 3D-UMa 场景, 3D-UMi 场景中 UE 分布在更大的垂直维角度范围内, 此时垂直维码本应该支持比 3D-UMa 更大的角度范围。为了灵活应用于多个不同场景, 基站端应该存储多个 DFT 码本或者使用灵活的码本生成方式用于垂直维赋形, 根据不同的场景和 UE 分布情况应用不同的码本。

为了从 DFT 向量中选择合适的码字组成垂直维码本, 可以利用上行 CSI 来生成码本。对于 TDD 系统, 上下行信道互易性可以保证码字选择的准确性; 对于 FDD 系统, 由于 UE 的垂直维角度仍然是对称的, 因此也可以通过上行 CSI 获得垂直维角度对应的 DFT 向量。这里给出一种基于统计的方法获得一个包含 L 码字的垂直码本的方法:

- 第 1 步, 基站侧通过 SRS 获得 UE 的上行 CSI。
- 第 2 步, 基站基于上行 CSI 从一个 N -DFT 向量集合中给每个 UE 选择一个 DFT 码字, 选择的方式可以基于最大化接收功率的原则:

$$\mathbf{V}_i = \arg \max_{\mathbf{V} \in \mathbf{S}} (\mathbf{V}' \mathbf{R} \mathbf{V}), \quad (8)$$

其中, \mathbf{V} 是 N -DFT 向量, \mathbf{R} 是上行的信道相关矩阵, \mathbf{S} 是 N -DFT 码本。

• 第 3 步, 从给 UE 选择的 DFT 码字集合中, 选择对应 UE 数最多的 L 个 DFT 向量组成目标码本。

- 第 4 步, 在一段较长时间后进行码本更新以适应 UE 的移动性。

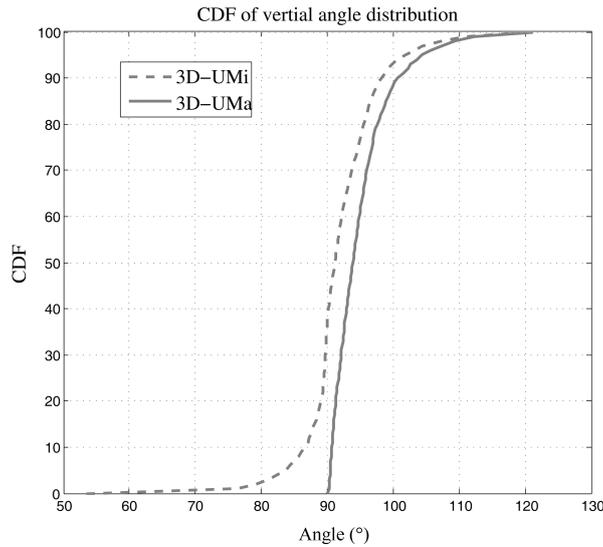


图 4 UMi 和 UMa 场景的垂直角度分布 (LOS)

Figure 4 Distribution of ZOD in LOS scenarios for UMi and UMa

以上方法是基于最大化 UE 数的原则进行码本的设计, 在实际实现中还可以考虑其他的方法. 比如, 从给 UE 选择的 DFT 码字集合中, 找出角度最大和最小的码字, 在这个角度范围内进行均匀量化, 从而保证最大的覆盖范围.

3.4 垂直维赋形向量的选择

上行的 CSI 同样可以用于为每个 UE 选择瞬时的垂直维赋形向量. 因为垂直维码本的大小有限, 且 UE 的垂直位置并不会频繁变化, 这种方法只需要较粗的 CSI, 比如利用上下行的角度互易性. 因此, 这种方法同样可以用于 FDD 系统. 虽然基于上行 CSI 选择的向量可以与下行信道很好地匹配, 但它难以反映下行的干扰情况, 因此仍有一定的局限性.

为了解决这个问题, 可以在 UE 侧进行赋形向量的选择. 具体的, 基站可以配置多个 CSI-RS 资源, 每个资源采用不同的垂直维赋形向量, 类似于图 3 的情况. UE 可以测量不同波束赋形后的 CSI-RS 资源, 然后上报各 CSI-RS 资源得到的 RSRP 或者 CSI. 基站根据 UE 的反馈找到 RSRP 或者 CQI 最高的 CSI-RS 资源, 采用该资源使用的垂直维赋形向量来作为该 UE 数据传输的垂直维赋形向量. 整个反馈过程采用现有 LTE 系统的 CSI-RSRP 或者 CSI 反馈机制就可以实现, 对 UE 完全是透明的.

3.5 预编码过程

在基站侧获得了垂直维的赋形向量, 以及 UE 基于赋形后 CSI-RS 反馈的水平维 PMI 后, 可以进行二维的联合预编码来进行 3D 赋形, 总的预编码矩阵可以表示为

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_h \otimes \mathbf{W}_v, \quad (9)$$

这里 \mathbf{W}_h 和 \mathbf{W}_v 分别为水平维和垂直维的预编码矩阵, \otimes 代表 Kronecker 积. 在 SU-MIMO 情况下, 该预编码矩阵可以直接用于下行数据的预编码. 在 MU-MIMO 情况下, 为了进一步抑制复用用户间的相互干扰, 复用用户的预编码矩阵需要基于上述矩阵重新计算, 以使总的系统容量最大化. 此时, 基于

表 1 仿真假设
Table 1 Evaluation assumption

| Parameter | Values |
|-------------------------------------|---|
| Base station antenna configurations | Horizontal: 8 elements, X-pol (+/-45), 0.5λ space Vertical: 8 elements, 0.8λ space |
| UE antenna configuration | 2 elements, X-pol (0/+90) |
| Scenarios | 3D-UMi and 3D-UMa with 200m ISD |
| Bandwidth | 10 MHz (50PRB) |
| Carrier frequency | 2 GHz |
| CSI frequency domain granularity | Wideband (50PRB) for vertical Narrowband (6PRB) for horizontal |
| Feedback periodicity | 10 ms |
| UE speed | 3 km/h |
| HARQ | Max 4 transmissions |
| Traffic model | Full buffer FTP, 0.5 Mbyte packet size Poisson distribution with inter-arrival rate $\lambda=4$ |
| Overhead | 3 symbols for DL CCHs 2 CRS ports and DM-RS with 12 REs per PRB |
| Handover margin | 3 dB |

式 (5) 计算出的各用户的下行预编码矩阵, 可以进一步应用 ZF, MMSE 或者 SLNR 等原则, 得到 MU 预编码矩阵. 计算过程类似于现有 LTE 系统中水平维的多用户预编码过程, 这里不再详述.

上面的分析假设只有垂直维使用了 CSI-RS 赋形, 水平维仍然基于 UE 反馈进行预编码. 而在实际的场景中, 水平维的天线单元数目可能大于 8, 此时水平维的赋形也是需要的. 如果两个维度分别进行赋形, 则上述过程同样可以用于水平维度. 如果水平维和垂直维采用联合的 CSI-RS/数据赋形, 则至少赋形所用的码本是需要重新设计的, 但预编码和反馈过程是相同的.

4 仿真结果

本节给出了系统级的仿真结果, 评估了给出的 3D 赋形机制在大规模天线阵列系统中的性能. 仿真参数参考表 1, 天线单元的数目为 64 且 $N_1 = N_2 = 8$. 仿真总共建模了 19 个宏小区, 一共包括 57 个扇区^[10]. 本节给出了 Full-buffer 业务和 FTP 业务两种负载情况下的性能. 对于前者, 由于复用的 UE 数很多, 假设每个 UE 只采用单层的数据传输; 对于后者, 可以支持单双流的 Rank 自适应. 两种方式都支持动态的 SU/MU-MIMO 切换, 且最多支持 8 个 UE 复用. 在我们的仿真中, 以垂直维采用固定下倾角 ($100^\circ/104^\circ$) 作为比较的基准, 这也是目前实际系统中较为普遍的实现方式. 同时, 所有的 CSI 反馈都基于 LTE 系统中现有的反馈机制.

4.1 基于部分连接的垂直维赋形

在部分连接的垂直维赋形评估中, 我们假设每个天线单元都连接到一个无线射频通道上, 没有进行任何的虚拟化, 赋形只在射频通道和天线端口之间进行. 我们给出了不同 DFT 码本大小 (4/8/16)

表 2 CSI-RS 波束的下倾角取值 (3D-UMi)

Table 2 Down tilt values of CSI-RS beams (3D-UMi)

| Number of beams | Down tilt values for 3D-UMi ($^{\circ}$) |
|-----------------|--|
| $N=4$ | 81.01 88.21 95.38 102.64 |
| $N=8$ | 75.5 82.8 86.4 90 93.6 97.2 100.8 108.2 |
| $N=16$ | 71.79 75.52 79.19 82.82 84.62 86.42 88.21 90 91.79 93.58 95.38 97.18 98.99 102.64 106.33 110.11 |

表 3 CSI-RS 波束的下倾角取值 (3D-UMa-200 m)

Table 3 Down tilt values of CSI-RS beams (3D-UMa-200 m)

| Number of beams | Down tilt values for 3D-UMa-200 m ($^{\circ}$) |
|-----------------|--|
| $N=4$ | 95.38 102.64 108.21 115.94 |
| $N=8$ | 90 93.6 97.2 100.8 104.5 108.2 112 115.9 |
| $N=16$ | 91.79 93.58 95.38 97.18 98.99 100.81 102.64 104.48 106.33 108.21 110.11 112.02 113.97 115.94 117.95 120 |

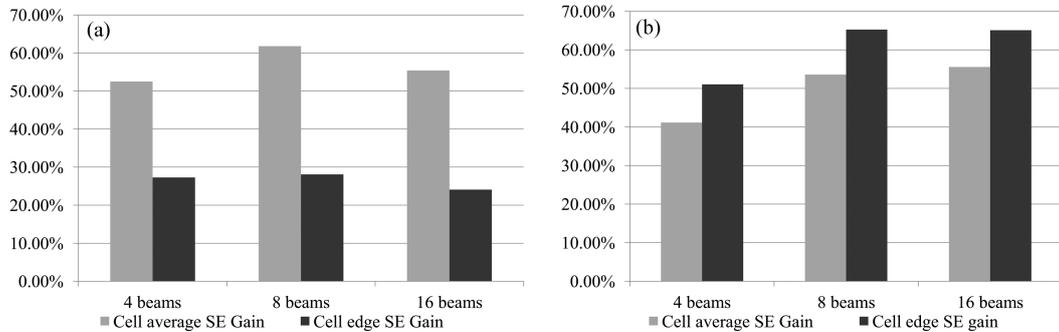


图 5 基于部分连接的垂直赋形性能 (3D-UMi)

Figure 5 Performance of sub-array based vertical beamforming (3D-UMi). (a) Full-buffer; (b) FTP traffic

在 3D-UMi 和 3D-UMa (小区半径 200 m) 场景下的性能, 所用的垂直维角度如表 2 和 3 所示. 采用 8 端口的 CSI-RS 资源用于 UE 的 CSI 测量以上报 RI/PMI/CQI, 同时 UE 还要上报每个 CSI-RS 资源测量得到的 RSRP 用于垂直维波束选择.

图 5 和 6 给出了两种场景下具体的仿真结果. 其中, 横坐标代表垂直维使用的波束数量, 纵坐标为基于部分连接的垂直维赋形相对于前述基准方案的小区平均和小区边缘频谱效率增益. 在 Full-buffer 业务和 3D-UMi 场景下, 应用不同大小的垂直维码本相对于比较基准有 40%~55% 的小区平均吞吐量增益和 50%~65% 的小区边缘吞吐量增益. 而在 3D-UMa 场景下, 不同的码本大小也可以提供 30%~50% 的平均增益和边缘增益. 在 FTP 业务下, 增益同样是相当可观的. 同时, 比较不同码本大小的结果可以发现, 增益并不随着码本的增大而单调增加. 当码本大于 8 时, 3D 赋形的性能会达到一个瓶颈, 此时 CSI-RS 资源开销的影响大于得到的赋形增益.

4.2 基于完全连接的垂直维赋形

在全连接的垂直维赋形方式下, 每个 CSI-RS 波束都映射到一个无线射频通道, 从而赋形到垂直维所有的 8 个天线单元上. 为了研究不同波束的功率分散对性能的影响, 我们给出了两种功率假设下

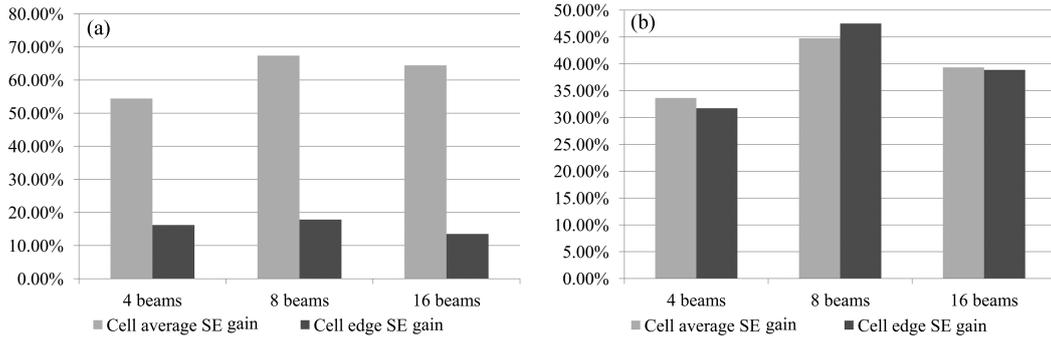


图 6 基于部分连接的垂直赋形性能 (3D-UMa-200 m)

Figure 6 Performance of sub-array based vertical beamforming (3D-UMa-200 m). (a) Full-buffer; (b) FTP traffic

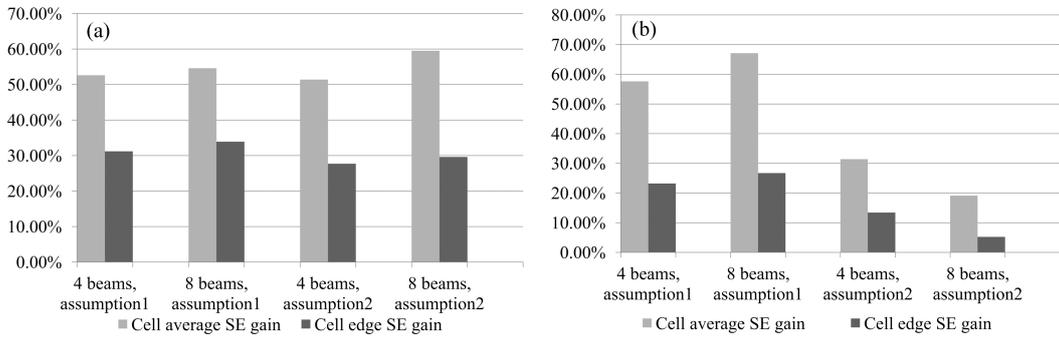


图 7 基于完全连接的垂直赋形性能 (3D-UMi)

Figure 7 Performance of full-connection based vertical beamforming (3D-UMi). (a) Full-buffer; (b) FTP traffic

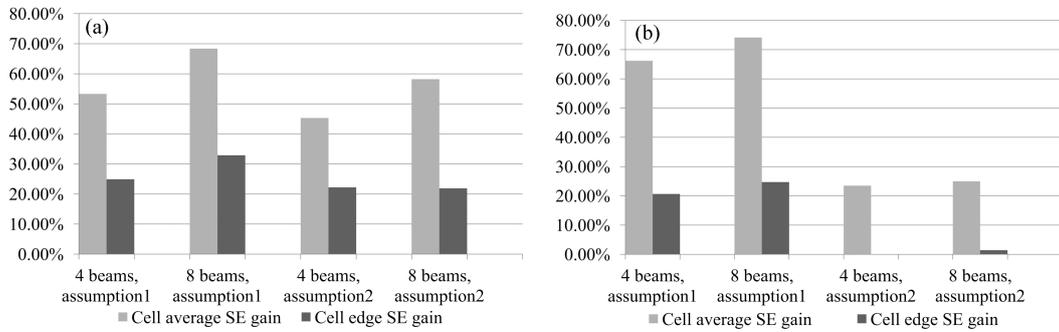


图 8 基于完全连接的垂直赋形性能 (3D-UMa-200 m)

Figure 8 Performance of full-connection based vertical beamforming (3D-UMa-200 m). (a) Full-buffer; (b) FTP traffic

的性能.

- 假设 1: 每个波束都可以用全功率发送, 功率均分给每个复用 UE.
- 假设 2: 所有功率均分到每个波束上, 每个波束只能用部分的功率, 再均分给复用 UE.

所用的角度与表 2 和 3 中的角度相同, 仿真结果在图 7 和 8 中给出. 其中, 横坐标代表垂直维使用的波束数量及功率假设, 纵坐标为基于完全连接的垂直维赋形相对于前述基准方案的小区平均和小
区边缘频谱效率增益. 可以看出, 在 Full-buffer 业务下, 由于很多 UE 都会被调度到同一资源上, 空闲

的波束很少, 因此功率分散对性能的影响很小. 然而, 在 FTP 业务下, 基于全连接的垂直维赋形性能会严重恶化, 显著差于基于部分连接的垂直维赋形. 这是因为每个资源上复用的用户数较少, 在一些时刻有些波束虽然分配了功率但却没有分配给 UE, 造成了一部分的功率浪费. 随着码本的增大, 这种损失更加明显.

5 结论

本文讨论了大规模天线阵列系统中基于 CSI-RS 赋形的预编码和反馈机制. 为了尽量重用 LTE 系统的反馈和预编码机制, 我们给出了两种垂直维赋形的实现方式, 称为完全连接方式和部分连接方式. 文中还讨论了垂直维码本的设计、选择垂直维赋形向量的方法和二维预编码的方法. 虽然讨论主要针对垂直维赋形, 但它可以简单扩展到其他维度的赋形, 比如垂直水平二维赋形. 由于这种赋形机制对 UE 是透明的, 即使基站侧配置了大量的天线单元, UE 仍然可以基于现有的方式进行处理, 不需要终端的升级, 从而可以大大节约终端成本. 我们还给出了两种实现方法对应的系统级仿真结果, 研究了码本大小和功率分散对频谱效率的影响. 从结果可以发现, 基于一个有限的垂直维码本, 我们的方法可以获得特别显著的性能增益. 所以, 本文给出的方法可以作为 5G 技术中一种有效的手段来获得大规模天线阵列的增益.

参考文献

- 1 Boccardi F, Heath R W, Lozano A, et al. Five disruptive technology directions for 5G. *IEEE Commun Mag*, 2014, 52: 74–80
- 2 Hoydis J, Brinkz S T, Debbah M. Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: how many antennas do we need. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2013, 31: 160–171
- 3 Ngo H Q, Larsson E G, Marzetta T L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems. *IEEE Trans Commun*, 2013, 61: 1436–1449
- 4 3GPP E-UTRA. 3GPP TS 36-213. <http://www.3gpp.org/DynaReport/36213.htm>. 2015
- 5 Kudo R, Armour S M D, McGeehan J P, et al. A channel state information feedback method for massive MIMO-OFDM. *IEEE J Commun Netw*, 2013, 15: 352–361
- 6 Choi J, Love D J, Madhow U. Limited feedback in massive MIMO systems: exploiting channel correlations via noncoherent trellis-coded quantization. In: *47th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)*, Baltimore, 2013. 1–6
- 7 Choi J, Chance Z, Love D J, et al. Noncoherent trellis coded quantization: a practical limited feedback technique for massive MIMO systems. *IEEE Trans Commun*, 2013, 61: 5016–5029
- 8 Kuo P, Kung H T, Ting P. Compressive sensing based channel feedback protocols for spatially-correlated massive antenna arrays. In: *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Shanghai, 2012. 492–497
- 9 Lee B, Choi J, Seol J, et al. Antenna grouping based feedback reduction for FDD-based massive MIMO systems. In: *IEEE International Conference on Communications*, Sydney, 2014. 4477–4482
- 10 3GPP E-UTRA. 3GPP TR 36-873 v1.0.0. <http://www.3gpp.org/DynaReport/36873.htm>. 2015

Precoding and feedback for massive MIMO via beamformed CSIRS

Wenhong CHEN*, Qiubin GAO, Runhua CHEN, Hui LI, Tamrakar RAKESH & Shaohui SUN

State Key Laboratory of Wireless Mobile Communications, China Academy of Telecommunications Technology (CATT), Beijing 100191, China

*E-mail: chenwenhong@catt.cn

Abstract The application of massive MIMO is an efficient method to improve spectrum efficiency in 5G mobile communication systems. The number of antenna elements increases significantly in a massive MIMO. The elements can be connected to different numbers of Tx radio chains and then mapped to different numbers of antenna ports. Since antenna elements can form different shapes of antenna arrays, e.g. tall or wide arrays, it will be challenging to design a common feedback framework for massive MIMO. In this paper, we analyze a method to implement precoding in multiple dimensions for massive MIMOs based on the widely used feedback mechanism for a 2D antenna array. This method can fully exploit the antenna gain and beamforming gain of a massive MIMO via precoding, respectively, in the vertical and horizontal dimensions. From our analysis and simulation, the implicit CSI feedback based on beamformed CSI-RS and corresponding transparent precoding can provide significant gains compared with a baseline scheme with a fixed elevation downtilt, but only needs some implementation for beam selection and precoding at the base station. This is fully transparent to UEs.

Keywords massive MIMO, CSI-RS, beamforming, precoding, feedback, LTE



Wenhong CHEN was born in 1984. He received his B.S. in Communication and Information Systems from the China Academy of Telecommunications Technology in 2009. Since January 2011 he has been working as an engineer on physical layer specification and the arithmetic of mobile communication at the Wireless Mobile Innovation Center of the China Academy of Telecommunications Technology (CATT). His research interests include MIMO, CoMP,

and D2D.



Qiubin GAO received his B.S. and Ph.D. in control science and engineering from Tsinghua University. He is currently a senior research engineer at the Datang Wireless Mobile Innovation Center of the China Academy of Telecommunications Technology (CATT). His research interests include physical layer design for mobile communication, multiple antenna technology, CoMP, device-to-device communication, and system performance evaluation.



Shaohui SUN received his Ph.D. from Xidian University, Xi'an, China, in 2003. Since January 2011 he has been the Chief Technical Officer of the Datang Wireless Mobile Innovation Center of the Datang Telecom technology and industry group. His research interests include multiple antenna technology, heterogeneous wireless networks, and relays.