

单用户毫米波大规模 MIMO 系统的混合预编码方案设计^①

谢 斌^② 谢舒闽 刘述睿

(江西理工大学信息工程学院 赣州 341000)

摘 要 对 MIMO 通信系统的数字预编码方法进行了深入分析,指出单用户毫米波大规模 MIMO 系统和传统全数字预编码方案所用射频(RF)链路数量过大致使系统实现成本大和能量消耗较高,并针对这种情况,提出了一种在系统收发两端分别采用混合预编码器和混合合成器的混合预编码方案。该方案首先通过迭代算法设计模拟预编码矩阵,并且根据信道矩阵与模拟预编码矩阵作用生成的等效信道矩阵设计数字预编码矩阵,然后根据混合预编码器设计混合合成器,从而使系统频谱效率最大化。该方案与传统全数字预编码及现有混合预编码方案的仿真比较结果表明,该方案有效降低了系统实现成本和能量消耗,且性能优于现有的混合预编码方案,与传统全数字预编码方案相比,性能非常接近。

关键词 毫米波, 大规模 MIMO, 混合预编码器, 混合合成器, 频谱效率

0 引 言

移动通信系统在过去的几十年中得到了飞速的发展,然而随着数据量的爆炸式增长,当前低频段的移动通信系统已经无法满足人们不断增长的数据通信业务需求,因此,基于毫米波频段的移动通信系统得到了工程师和研究者的广泛关注^[1,2]。与低频段电磁波相比,毫米波的特点是频率较高,能够带来极大的带宽提升,从而可以有效地提高系统的传输速率^[3],其次是波长较小,波长范围为 1mm ~ 10mm,使得系统的天线尺寸大大减小,可以在系统收发两端部署大量的天线以获得较大的天线阵列增益,从而补偿毫米波信道的传输损耗,因此,大规模多输入多输出(MIMO)技术与毫米波的结合被视为第五代移动通信系统(5G)的关键技术之一^[4]。

在传统的 MIMO 通信系统中,为了消除系统中干扰的影响,通常需要采用数字预编码对基带信号的幅度和相位进行处理,从而有效地提高系统的传

输性能^[5]。常用的数字预编码方案主要包括最大比传输(maximum ratio transmission, MRT)预编码、迫零(zero forcing, ZF)预编码和块对角化(block diagonalization, BD)预编码等^[6]。然而,传统的数字预编码方案需要每根天线配置一条射频(radio frequency, RF)链路,随着大规模 MIMO 系统中天线数量的增大,系统所需的 RF 链路数量也相应增加,这不仅会造成昂贵的系统实现成本,同时也会带来巨大的能量消耗^[7]。为了解决这一问题,有些学者提出了通过移相器网络实现的模拟预编码方案,这种方案利用成本和功耗较低的移相器来调节每根天线发射信号的相位,从而减轻信号之间的干扰。与传统的数字预编码方案相比,模拟预编码方案具有系统实现成本和能量消耗较低的优点^[8,9]。但是,由于受到移相器的限制,模拟预编码只能对信号的相位进行控制,因此,其性能要比数字预编码方案更差^[10]。

近年来,混合预编码方案得到了研究者的广泛关注,这种方案综合了数字和模拟两种预编码的优

① 国家自然科学基金(61363076)和江西省自然科学基金(20142BAB207020)资助项目。
② 男,1977 年生,硕士,副教授;研究方向:大规模 MIMO 技术,信号处理;联系人,E-mail: xiebin-66@163.com
(收稿日期:2017-02-19)

点,能够在系统性能和系统实现成本之间达到较好的折中。在混合预编码方案中,混合预编码器由一个高维的模拟预编码器和一个低维的数字预编码器组成,它所需的 RF 链路数量较小,不仅可以有效地降低系统的实现成本和能量消耗,而且能够达到较好的系统性能。文献[11]提出了一种基于正交匹配追踪(orthogonal matching pursuit,OMP)的混合预编码方案,该方案在考虑到毫米波信道具有稀疏特性的基础上,采用稀疏信号重建的方法设计系统中的模拟预编码器和模拟合成器,与全数字预编码相比较,其性能与全数字预编码方案的性能较接近。文献[12]在文献[11]的基础上提出了一种低复杂度的混合预编码方案,该方案可以有效地减小搜索范围,与文献[11]所提方案相比,其计算复杂度相对较低。文献[13]利用连续干扰消除(successive interference cancellation,SIC)的思想,并且在假设数字预编码矩阵为对角矩阵的基础上,提出了一种低复杂度的混合预编码方案,该方案可以达到接近全数字预编码方案的性能。然而,文献[11-13]所提方案没有考虑对混合预编码器和混合合成器的优化

设计,其性能有待提高。

针对上述问题,本文提出了一种在基站端和用户端分别采用混合预编码器和混合合成器的方案。该方案将混合预编码器和混合合成器分成两部分进行设计,首先在不考虑接收端处理的情况下对发送端的混合预编码器进行设计,然后在混合预编码器确定的基础上设计接收端的混合合成器,从而使系统的频谱效率最大化。仿真结果表明,本文所提方案在大幅度减少了系统所需 RF 链路数量的基础上,其性能要优于已有的混合预编码方案,并且与全数字预编码方案的性能非常接近。

1 毫米波大规模 MIMO 系统模型

1.1 系统传输模型

在单用户毫米波大规模 MIMO 系统中,发送端将 K 个数据流发送到接收端,为了减少系统所需 RF 链路数量,本文在发射端和接收端分别采用混合预编码器和混合合成器的结构,其系统模型如图 1 所示。

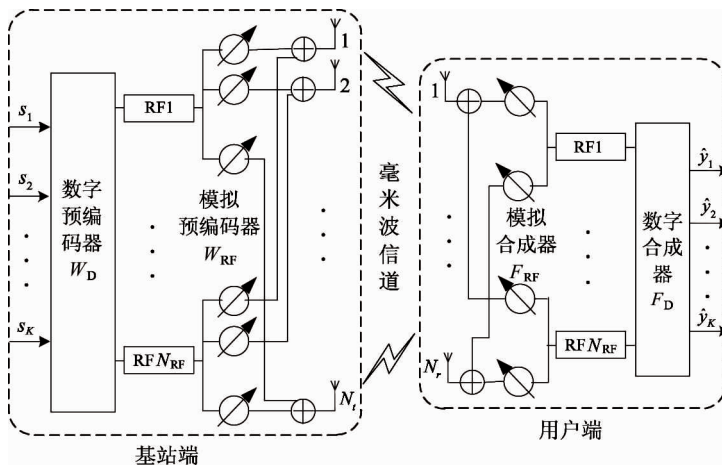


图 1 单用户毫米波大规模 MIMO 系统模型

在发送端中,基站部署了 N_{RF} 条 RF 链路和 N_r 根天线,且满足 $K \leq N_{\text{RF}} \ll N_r$;在接收端中,用户端装配了 N_r 根天线和 N_{RF} 条 RF 链路,且满足 $K \leq N_{\text{RF}} \ll N_r$ 。为了分析简便,本文采用的 RF 链路数量与发送数据流数量相等,即 $N_{\text{RF}} = K$ 。

在单用户大规模 MIMO 系统传输过程中,发送

数据流首先经过混合预编码器处理,则基站端的发送信号 $\mathbf{x}$ 表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}_{\text{Hy}} \mathbf{s} = \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{D}} \mathbf{s} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示发送的数据流符号矢量,且满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I}_K$, 其中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置; $\mathbf{W}_{\text{Hy}} = \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{D}} \in \mathbb{C}^{N_r \times K}$ 表示发送端的混合预编码矩阵,它

由模拟预编码和数字预编码两部分组成,其中 $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{\text{RF}}}$ 为模拟预编码矩阵, $\mathbf{W}_D \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times K}$ 为数字预编码矩阵,并且满足归一化的功率限制条件 $\|\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_D\|_F^2 \leq K$, 其中 $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数。

于是,用户端的接收信号 $\mathbf{y}$ 可以表示为

$$\mathbf{y} = \gamma \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_D \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2)$$

式中 γ 为平均接收功率, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 为基站与用户之间的信道矩阵, $\mathbf{n} \sim N(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 表示均值为零、方差为 σ^2 的高斯信道噪声。

进一步,接收信号经过用户端的混合合成器处理后,用户端最终的恢复信号 $\hat{\mathbf{y}}$ 表示如下:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}} &= \gamma \mathbf{F}_{\text{Hy}}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_D \mathbf{s} + \mathbf{F}_{\text{Hy}}^H \mathbf{n} \\ &= \gamma \mathbf{F}_D^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_D \mathbf{s} + \mathbf{F}_D^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $\mathbf{F}_{\text{Hy}} = \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_D \in \mathbb{C}^{N_r \times K}$ 表示接收端的混合合成矩阵,它包括模拟合成矩阵和数字合成矩阵两部分,其中 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{\text{RF}}}$ 为模拟合成矩阵, $\mathbf{F}_D \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times K}$ 为数字合成矩阵。

于是,系统的频谱效率 R 可以表示为

$$R = \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\gamma \mathbf{F}_D^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_D \mathbf{W}_D^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_D}{\sigma^2 \mathbf{F}_D^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_D} \right| \quad (4)$$

1.2 毫米波信道模型

与低频段信道不同,毫米波信道的散射环境较差,它只有少量的有效散射体,因此,毫米波信道具有稀疏的特性,为了体现这一特性,本文采用如图 2 所示的几何 Saleh-Valenzuela 信道模型^[14,15]。

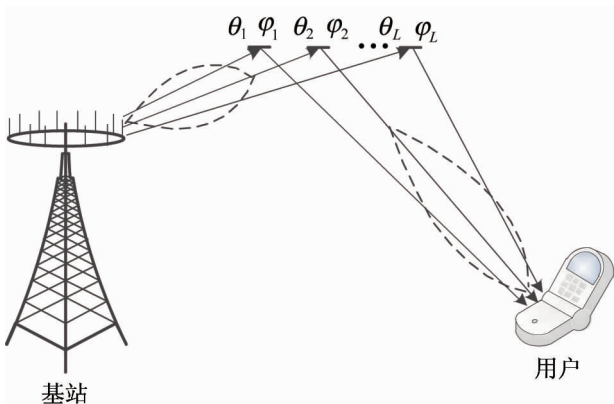


图 2 毫米波信道模型

假设毫米波信道的散射体数量为 L , 则基站与用户之间的信道矩阵 $\mathbf{H}$ 表示为

$$\mathbf{H} = \frac{\sqrt{N_t N_r}}{L} \sum_{i=1}^L \delta_i \boldsymbol{\alpha}_{\text{MS}}(\varphi_i) \boldsymbol{\alpha}_{\text{BS}}^H(\theta_i) \quad (5)$$

式中 δ_i 表示第 i 条传播路径的增益, $\theta_i \in [0, 2\pi]$ 、 $\varphi_i \in [0, 2\pi]$ 分别表示第 i 条传播路径的离开角和到达角, $\boldsymbol{\alpha}_{\text{BS}}(\theta_i)$ 和 $\boldsymbol{\alpha}_{\text{MS}}(\varphi_i)$ 分别表示系统收发两端的阵列响应矢量。本文采用均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA) 的天线阵列类型, 则 $\boldsymbol{\alpha}_{\text{BS}}(\theta_i)$ 和 $\boldsymbol{\alpha}_{\text{MS}}(\varphi_i)$ 分别可以表示如下:

$$\boldsymbol{\alpha}_{\text{BS}}(\theta_i) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_i)}, \dots, e^{j(N_t-1) \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_i)}]^T \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\alpha}_{\text{MS}}(\varphi_i) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} [1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varphi_i)}, \dots, e^{j(N_r-1) \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varphi_i)}]^T \quad (7)$$

式(6)和式(7)中, λ 为毫米波的波长, d 表示天线阵列之间的空间距离。

1.3 问题描述

对于图 1 中的单用户毫米波大规模 MIMO 系统,由于基站端的模拟预编码器和用户端的模拟合成器都是通过移相器实现的,因此它们会受到恒模特性的限制,使得模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 和模拟合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 中的每一个非零元素的幅值都相同,即要满足 $|\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j)|^2 = 1, |\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)|^2 = 1, \forall i, j$ 。另外,由于移相器受到硬件条件的限制,很难将发射信号控制到任意的相位上,因此,本文考虑 $\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j)$ 和 $\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)$ 只能从固定码本中选取值的情况。

本文的目标是通过合理地设计混合预编码器和混合合成器,从而使系统达到最大的频谱效率,因此,方案的设计问题可以描述为

$$\begin{aligned} &\arg\max_{\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_D, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_D} R \\ &\quad \|\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_D\|_F^2 \leq K \\ \text{s. t. } &\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathbf{W} \\ &\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathbf{F} \end{aligned} \quad (8)$$

式中, $\mathbf{W}$ 和 $\mathbf{F}$ 分别表示系统收发两端使用的码本。本文在系统收发两端采用相同的码本,码本中各码字的值为 $\exp(j \frac{2\pi(n-1)}{N_B})$, $n = 1, 2, \dots, N_B$, 其中

N_B 表示码字个数。

式(8)是多元联合优化问题,同时矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 受到恒模特性的限制,导致该问题的解很难直接得到。

2 混合预编码器和混合合成器设计

考虑到式(8)的解很难直接得到,本文将该方案分成两级进行设计,即第一级设计发射端的混合预编码器,第二级设计接收端的混合合成器。

2.1 混合预编码器设计

在设计发送端的混合预编码器时,首先不考虑方案中接收端的处理过程,使天线发射信号的速率最大化,因此,混合预编码器的设计问题可以描述为

$$\begin{aligned} \arg\max_{\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_D} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_D \mathbf{W}_D^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \right| \\ \text{s. t.} \quad \|\mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_D\|_F^2 \leq K \\ \mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathbf{W} \end{aligned} \quad (9)$$

首先考虑混合预编码器中模拟部分的设计,由于系统要满足发射功率的限制,因此,令 $\mathbf{W}_D \mathbf{W}_D^H = \rho^2 \mathbf{I}$, 其中 $\rho = \sqrt{\frac{K}{NN_{\text{RF}}}}$ 使其能够满足功率限制条件,于是,模拟预编码的设计问题可以简化为

$$\begin{aligned} \arg\max_{\mathbf{W}_{\text{RF}}} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\rho^2}{\sigma^2} \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{V}_1 \mathbf{W}_{\text{RF}} \right| \\ \text{s. t.} \quad \mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathbf{W} \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $\mathbf{V}_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$, 其目标函数可以进一步表示为

$$\begin{aligned} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\rho^2}{\sigma^2} \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{V}_1 \mathbf{W}_{\text{RF}} \right| \\ = \log_2 |\mathbf{Z}_k| + \log_2 \left| 1 + \frac{\rho^2}{\sigma^2} \mathbf{w}_{\text{RF}, k}^H \mathbf{Q}_k \mathbf{w}_{\text{RF}, k} \right| \end{aligned} \quad (11)$$

在式(11)中, $\mathbf{Z}_k = \mathbf{I} + \frac{\rho^2}{\sigma^2} (\bar{\mathbf{W}}_{\text{RF}}^{(k)})^H \mathbf{V}_1 \bar{\mathbf{W}}_{\text{RF}}^{(k)}$, $\mathbf{Q}_k = \mathbf{V}_1 - \frac{\rho^2}{\sigma^2} \mathbf{V}_1 \bar{\mathbf{W}}_{\text{RF}}^{(k)} \mathbf{Z}_k^{-1} (\bar{\mathbf{W}}_{\text{RF}}^{(k)})^H \mathbf{V}_1$, 其中 $\bar{\mathbf{W}}_{\text{RF}}^{(k)}$ 表示 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 移除第 k 列后的矩阵, $\mathbf{w}_{\text{RF}, k}$ 表示 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 的第 k 列矢量。由于 $\mathbf{Z}_k$ 与 $\mathbf{w}_{\text{RF}, k}$ 无关,因此,式(10)可以简化为

$$\arg\max_{\mathbf{w}_{\text{RF}, k}} \log_2 \left| 1 + \frac{\rho^2}{\sigma^2} \mathbf{w}_{\text{RF}, k}^H \mathbf{Q}_k \mathbf{w}_{\text{RF}, k} \right|$$

$$\text{s. t.} \quad \mathbf{w}_{\text{RF}, k}(i) \in \mathbf{W} \quad (12)$$

在式(12)中, $\mathbf{w}_{\text{RF}, k}$ 的第 i 个元素 $\mathbf{w}_{\text{RF}, k}(i)$ 为 $\mathbf{w}_{\text{RF}, k}(i) = \psi(\sum_{j \neq i} q_{ij}^k \mathbf{w}_{\text{RF}, k}(j))$, 其中 q_{ij}^k 表示矩阵 $\mathbf{Q}_k$ 的第 (i, j) 个元素,且函数 $\psi(\zeta)$ 应满足

$$\psi(\zeta) = \begin{cases} 1, & \zeta = 0 \\ \frac{\zeta}{|\zeta|}, & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

因此,可以根据以上公式通过迭代的方法得到 $\mathbf{w}_{\text{RF}, k}(i)$, 并且从码本 $\mathbf{W}$ 中找出最接近该值的码字,从而设计出模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 。

当 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 固定以后,设计数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_D$ 。令 $\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}}$ 表示信道矩阵与模拟预编码矩阵生成的等效信道矩阵,对 $\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}}$ 进行奇异值分解(singular value decomposition, SVD),并且取出前 K 个最大奇异值对应的右奇异矢量作为矩阵 $\mathbf{U}_e$,则数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_D$ 可以表示如下:

$$\mathbf{W}_D = \mathbf{U}_e \mathbf{\Lambda}_e \quad (14)$$

式中, $\mathbf{\Lambda}_e$ 表示对角矩阵,其对角线元素对应为每个数据元素所分配的发射功率。

2.2 混合合成器设计

当发射端的混合预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{Hy}}$ 确定后,下一步设计接收端的混合合成矩阵,使系统的总频谱效率最大化。与模拟预编码器的设计相似,模拟合成器的设计问题可以描述为

$$\begin{aligned} \arg\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{V}_2 \mathbf{F}_{\text{RF}}}{\sigma^2 \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}} \right| \\ \text{s. t.} \quad \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathbf{F} \end{aligned} \quad (15)$$

式中, $\mathbf{V}_2 = \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{Hy}} \mathbf{W}_{\text{Hy}}^H \mathbf{H}^H$, 当接收端天线数量较大时, $\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \approx N_r \mathbf{I}$, 因此,式(15)可以简化为

$$\begin{aligned} \arg\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{V}_2 \mathbf{F}_{\text{RF}}}{N_r \sigma^2} \right| \\ \text{s. t.} \quad \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathbf{F} \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)与式(10)相似,因此可以采用相同的方法得到模拟合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。

最后,当混合预编码器和模拟合成器确定后,根据最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)准则设计数字合成器,因此数字合成矩阵 $\mathbf{F}_D$ 可以表示为

$$\mathbf{F}_D = \mathbf{I}^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{Hy}} \quad (17)$$

式中, $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{Hy}} \mathbf{W}_{\text{Hy}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} + \sigma^2 \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。

3 实验仿真及结果分析

为了验证本文所提混合预编码方案的有效性, 分别在不同条件下对传统全数字块对角化 (BD) 预编码方案、纯模拟预编码方案、文献 [12] 所提混合预编码方案和本文所提混合预编码方案的性能进行了仿真比较分析, 所有实验结果都是采用蒙特卡罗法对信道实现 3000 次并取其平均值得到的, 系统仿真参数如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数

毫米波频率 f (GHz)	45
毫米波波长 λ (mm)	6.7
天线尺寸 d (mm)	3.35
信道散射体数量 L	15
码本中码字数量 N_B	8

图 3 给出了在基站天线数量为 64 根、用户终端天线数为 32 根的 64×32 MIMO 系统中, 当数据流 $K = 4$ 时, 在不同信噪比下各种预编码方案所对应的系统频谱效率变化曲线。由图 3 可知, 全数字 BD 预编码方案的频谱效率最优, 但是它所需的 RF 链路数量与系统天线数量相同, 从而造成高昂的系统实现成本和巨大的能量消耗, 这在实际应用中是不可取的。而纯模拟预编码方案虽然其系统实现成本

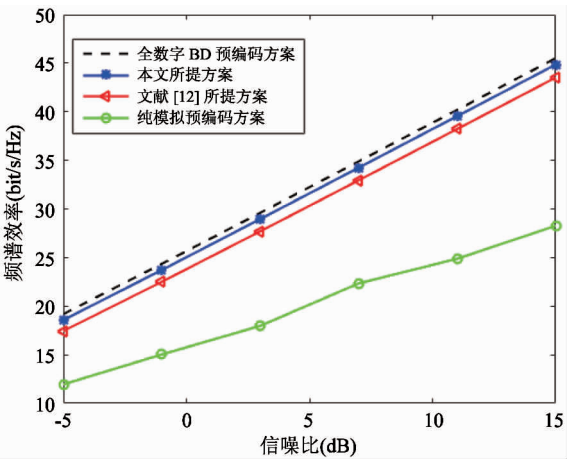


图 3 不同预编码方案在不同信噪比下的频谱效率

和能量消耗都较低, 但是它的系统频谱效率最差。从整个信噪比取值范围来看, 本文所提混合预编码方案的频谱效率都要优于文献 [12] 所提的混合预编码方案, 并且非常接近全数字 BD 预编码方案的性能, 在信噪比相同的条件下, 它们之间的频谱效率相差不到 1 bit/s/Hz。与全数字 BD 预编码方案相比, 本文所提混合预编码方案的性能虽然有一定的损失, 但是, 它所需的 RF 链路数量要远小于全数字 BD 预编码方案, 因此, 本文所提方案更具有实际应用价值。

为了进一步说明本文所提混合预编码方案要优于文献 [12] 所提方案, 将本文所提方案的 RF 链路数量固定为 4, 而文献 [12] 所提方案的 RF 链路数量分别取 4、5、6, 在不同信噪比条件下其仿真结果如图 4 所示。由图 4 可知, 当 RF 链路数量都为 4 时, 本文所提方案的频谱效率要优于文献 [12] 所提方案, 并且更接近全数字 BD 预编码方案。随着 RF 链路数量增大, 文献 [12] 所提方案的频谱效率逐渐接近本文所提方案, 当 RF 链路数量为 6 时, 本文所提方案与文献 [12] 所提方案的频谱效率几乎相同, 但此时本文所提方案所需的 RF 链路数量仅为 4, 因此其系统实现成本和能量消耗相对较低。

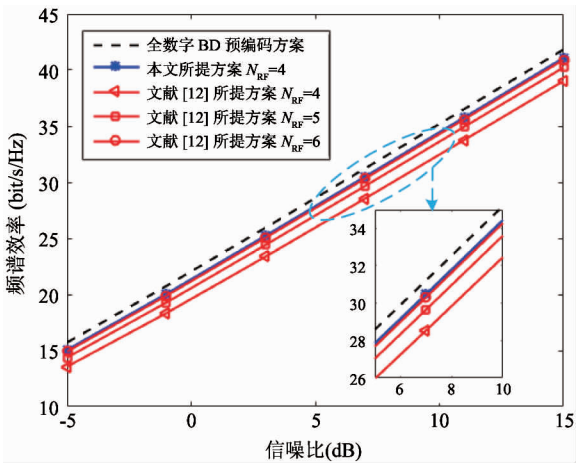


图 4 不同 RF 链路条件下的频谱效率比较

图 5 给出了用户终端天线数量为 16 根, 信噪比为 0dB 的条件下, 不同预编码方案所对应的频谱效率随基站天线数量的变化情况。由图 5 可知, 随着基站天线数量的增大, 系统的频谱效率逐渐提高, 这

也体现了增大系统天线数量可以带来系统性能提升的好处。同时,仿真比较结果说明,本文所提混合预编码方案的频谱效率要优于纯模拟预编码方案和文献[12]所提混合预编码方案,并且非常接近全数字 BD 预编码方案的性能。

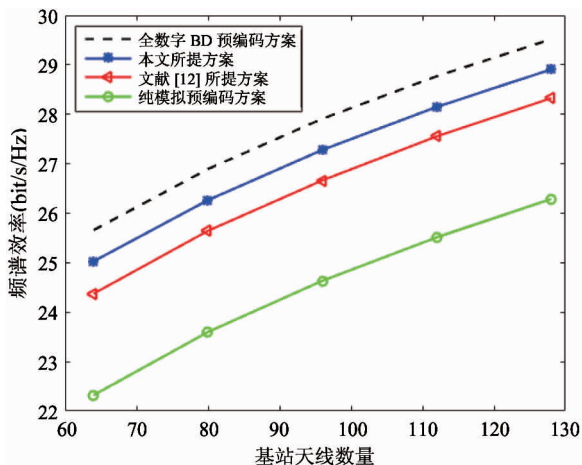


图5 不同预编码方案在不同基站天线数下的频谱效率

图6给出了在 64×32 MIMO系统中,当发送数据流 K 分别取2,4,6时,不同预编码方案的系统频谱效率随信噪比的变化情况。由图6可知,随着数据流的增大,不同预编码方案对应的频谱效率也随之增加,同时,在不同数据流情况下,本文所提方案的频谱效率都要优于文献[12]所提方案,并且非常接近传统全数字 BD 预编码方案的性能。

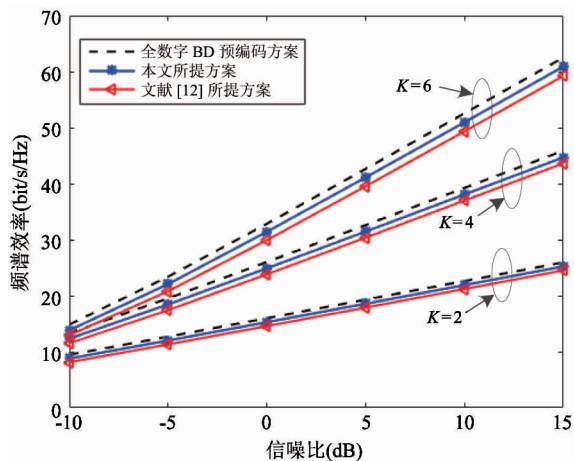


图6 不同数据流条件下的频谱效率比较

为了进一步说明系统收发两端码本对本文所提方案性能的影响,在码字数量 N_B 分别为2,4,8和信号相位可任意取值的理想状态条件下,对本文所提方案的性能进行了比较分析,其仿真结果如图7所示。由图7可知,本文所提方案的性能在理想状态下与全数字 BD 预编码方案的性能最接近,但是这种理想状态对硬件的精度要求较高,使得该理想状态很难实现。随着码本中码字数量 N_B 的逐渐增加,本文所提混合预编码方案的性能逐渐接近理想状态下的性能,当码字数量 N_B 为8时,与理想状态相比较,其系统频谱效率损失不到1 bit/s/Hz,并且此时对系统的硬件要求较低,因此,本文所提混合预编码方案在较低的硬件条件要求下能够达到较好的性能,具有一定的实际应用价值。

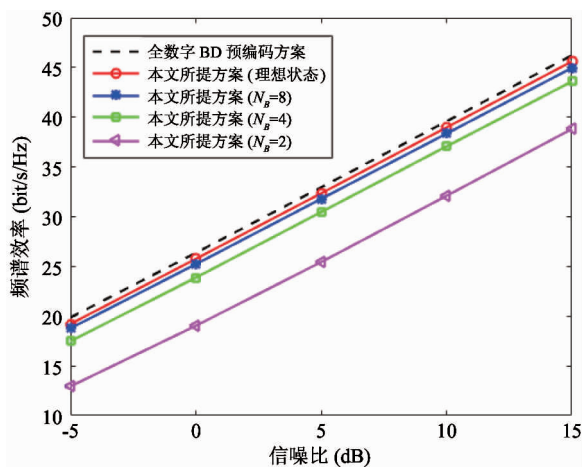


图7 不同码字数量条件下的性能比较

4 结论

毫米波大规模 MIMO 系统采用传统全数字预编码方案时需要配置大量的 RF 链路,导致系统的实现成本和能量消耗较大。为了解决这一问题,本文提出了一种在发射端和接收端分别采用混合预编码器和混合合成器的方案,该方案首先通过迭代算法设计模拟预编码矩阵,并且根据信道矩阵与模拟预编码矩阵作用生成的等效信道矩阵设计数字预编码矩阵,然后根据混合预编码器设计混合合成器,从而使系统频谱效率达到最大。通过对本文所提方案与

传统全数字 BD 预编码和现有混合预编码方案在不同实验条件下的仿真比较结果表明,本文所提方案的性能不仅要优于现有的混合预编码方案,并且与全数字 BD 预编码方案的性能非常接近,同时,该方案能够有效地降低系统的实现成本和能量消耗,具有一定的实际应用价值。

考虑到毫米波大规模 MIMO 系统中天线数量较大,造成方案中运算复杂度较高的情况,因此,如何在保证方案性能的前提下,降低方案的运算复杂度将是下一步研究工作的重点。

参考文献

- [1] Rajagopal S, Abu-Surra S, Zhang J C, et al. Power efficient signal processing for mmwave 5G systems. *Journal of Signal Processing Systems*, 2016, 83(2):177-190
- [2] Bhattarai S, Park J M J, Gao B, et al. An overview of dynamic spectrum sharing: ongoing initiatives, challenges, and a roadmap for future research. *IEEE Transactions on Cognitive Communications & Networking*, 2016, 2(2):110-128
- [3] Andrews J G, Buzzi S, Wan C, et al. What will 5G be? *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6):1065-1082
- [4] Yang S, Hanzo L. Fifty years of MIMO detection: the road to large-scale MIMOs. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(4):1941-1988
- [5] 彭吉生, 田霖, 周一青等. 有限字符约束下的 MIMO 信道线性预编码设计. 高技术通讯, 2013, 23(11):1117-1123
- [6] 谢斌, 刘述睿, 谢舒闽. 大规模 MIMO 系统的全导频 RZF 预编码方法. 高技术通讯, 2017, 27(2):131-139
- [7] Yu X, Shen J C, Zhang J, et al. Alternating minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave

- MIMO systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3):1-1
- [8] Tsang Y M, Poon A S Y, Addepalli S. Coding the beams: improving beamforming training in mmwave communication system. In: Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, Kathmandu, Nepal, 2012. 1-6
- [9] Zhang X, Molisch A F, Kung S Y. Variable-phase-shift-based RF-baseband codesign for MIMO antenna selection. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(11):4091-4103
- [10] Ni W, Dong X. Hybrid block diagonalization for massive multiuser MIMO systems. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 64(1):201-211
- [11] Ayach O E, Rajagopal S, Abu-Surra S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3):1499-1513
- [12] Rusu C, Mendez-Rial R, Gonzalez-Prelcicy N, et al. Low complexity hybrid sparse precoding and combining in millimeter wave MIMO systems. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, Hangzhou, China, 2015. 1340-1345
- [13] Gao X, Dai L, Han S, et al. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2015, 34(4):998-1009
- [14] Gao Z, Hu C, Dai L, et al. Channel estimation for millimeter-wave massive MIMO with hybrid precoding over frequency-selective fading channels. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(6):1259-1262
- [15] Yang R Z, Zong L, Si P B, et al. Selective transmission and channel estimation in massive MIMO systems. *High Technology Letters*, 2016, 22(1):99-106

Design of a hybrid precoding scheme for single-user millimeter wave massive MIMO systems

Xie Bin, Xie Shumin, Liu Shurui

(Information Engineering Institute, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000)

Abstract

The digital precoding tactics for MIMO communication systems were deeply analyzed, and it was pointed that the traditional full digital precoding scheme for single-user millimeter wave massive MIMO systems can cause a system's high cost and high power consumption because it needs a large number of radio frequency (RF) chains. To solve the problem, a hybrid precoding scheme hybrid precoder at the transmitter and using the hybrid combiner at the receiver was proposed. The proposed scheme uses the iterative algorithm to design the analog precoding matrix first, and designs the digital precoding matrix according to the equivalent channel matrix generated by the interaction of the channel matrix and the analog precoding matrix. Then, it designs the hybrid combiner according to the hybrid precoder to maximize the spectral efficiency. The simulation comparison of the proposed scheme with the traditional full digital precoding scheme and the existing hybrid precoding scheme showed that the proposed scheme reduced the system's cost and energy consumption, furthermore, its performance outperformed the existing hybrid precoding scheme, and was very close to the traditional full digital precoding scheme.

Key words: millimeter wave, massive MIMO, hybrid precoder, hybrid combiner, spectrum efficiency