

基于大规模 MIMO 的共享型阵列混合波束成形算法^①

徐顺清^② * * * * * 石晶林 * * * * * 张宗帅 * * * * * 任俊威 * * * * *

(* 移动计算与新型终端北京市重点实验室 北京 100190)
(** 中国科学院计算技术研究所 北京 100190)
(*** 中国科学院大学 北京 100049)
(**** 中国三星研究院 北京 100028)

摘 要 针对大规模 MIMO 系统中传统全数字波束成形算法的系统实现成本高昂和能量消耗巨大等问题,提出了一种共享型阵列的混合波束成形算法。在设计算法时为了充分利用大规模天线阵列所带来的增益,考虑分别提取全数字波束成形算法中最佳预编码矩阵和合成矩阵的相位信息作为混合波束成形算法中的模拟预编码矩阵和模拟合成矩阵,然后对它们与信道作用后的等效信道进行奇异值分解,得到相应的数字预编码矩阵和数字合成矩阵。仿真结果表明,本文所提混合波束成形算法能够在系统性能和实现成本之间达到较好的折衷,同时该算法对硬件精度的要求较低。

关键词 大规模 MIMO, 射频(RF)链路, 波束成形, 频谱效率

0 引 言

随着人类社会不断地发展,人们之间的交流方式也在不断进步,现代的移动通信方式已经成为人们生活中不可或缺的组成部分,为人们带来了高效、快捷的通信服务^[1]。从早期的第一代(1G)到目前的第四代(4G)通信系统,移动通信得到了快速的发展,而不断增长的用户接入数量和各种设备所产生的数据量无疑是推动现代通信系统快速发展的主要动力之一^[2]。根据 Cisco 公司最新发布的可视化网络指数(visual networking index, VNI)白皮书预测,到 2021 年,全球移动设备将达到 116 亿台,移动 IP 流量年数据量将剧增到 367 EB,面对如此巨大的设备数量,现有的系统将远不能满足人们的通信业务需求,因此研究者们纷纷将目光投向了第五代(5G)移动通信系统^[3,4]。

为了提升系统性能,使系统达到容量更大、速率更快、时延更低和能效更高等严格的要求^[5],目前普遍认为 5G 通信系统将会从加大网络带宽、提升频谱利用率和增强小区密度等角度入手,通过微小小区、毫米波和大规模多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)等多种技术相互融合,从而实现“信息随心至,万物触手及”的美好愿景^[6-8]。在众多技术中,毫米波技术和大规模 MIMO 技术能够有效地提高系统的带宽和频谱利用率,近年来受到研究者的重视^[9,10]。一方面,毫米波的频带很宽,能够大幅度地扩展系统的通信带宽,而且它的波长很短,有利于在系统中部署大量的天线;另一方面,大规模 MIMO 系统中的天线阵列可以为系统带来更大的自由度,根据随机矩阵的渐进性原理,在基站端采用简单的线性预编码就能够使系统达到较高的传输性能^[11],从而补偿毫米波信道的传播损耗,因此毫米波技术和大规模 MIMO 技术具有天然的契

① 国家自然科学基金(61571425)资助项目。

② 男,1987 年生,博士生;研究方向:无线通信,信号处理;联系人,E-mail: xushunqing228@163.com
(收稿日期:2018-04-16)

合点^[12]。

传统的 MIMO 系统中,波束成形通常在数字域中进行,然而在这种全数字的波束成形算法中,要求每根天线连接一条相应的射频(radio frequency, RF)链路,这在天线数量众多的大规模 MIMO 系统中是不切实际的,将会造成高昂的系统实现成本和巨大的能量消耗,不利于大规模 MIMO 技术的发展。为此有些研究者提出了模拟波束成形算法^[13],与数字波束成形算法不同,模拟波束成形算法在模拟域中进行,它使用移相器组成的网络对发射信号的相位进行调整,具有较低的实现成本和硬件复杂度,然而由于受到移相器的限制,模拟波束成形算法只能调整信号的相位,所以其性能相对较差。

近些年由数字波束成形和模拟波束成形相结合的混合波束成形算法引起了研究者的兴趣,这种算法既能够有效地减少系统所需的 RF 链路数量,还可以获得较高的系统传输性能,具有很好的应用价值^[14]。文献[15]根据串行干扰消除(successive interference cancellation, SIC)的思想,将系统总可达速率的优化问题分解为若干个天线子阵列速率优化的子问题,提出了一种基于 SIC 的波束成形算法。该算法无需对矩阵进行分解和求逆的运算,其算法的运算量相对较低,然而该算法考虑的是分离型的天线阵列结构,由于每个天线子阵列中所包含的天线数量较少,不能充分利用大规模天线阵列所带来的增益,其系统性能相对较低。文献[16]考虑在系统收发两端采用共享型的天线阵列,根据毫米波的空间结构特点将系统收发两端编码矩阵和解码矩阵的设计问题视为稀疏重构问题,并且利用基追踪原理,提出了基于正交匹配追踪(orthogonal matching pursuit, OMP)的混合波束成形算法,该算法具有较低的硬件实现复杂度,而且能够达到较好的性能。

本文针对大规模 MIMO 系统,提出了一种共享型天线阵列的混合波束成形算法。在设计算法时,首先考虑设计基站端的混合预编码矩阵,使其尽量接近最优的全数字预编码矩阵,然后在混合预编码矩阵的基础上调整用户终端的最优合成矩阵,最后根据调整后的数字合成矩阵设计用户终端的混合合成矩阵,从而使系统的性能达到最佳。仿真结果表

明,本文所提共享型阵列混合波束成形算法的性能要优于文献[15]和文献[16]所提的混合波束成形算法,同时,本文所提算法对硬件的要求较低,具有较好的实际应用价值。

1 大规模 MIMO 系统模型

1.1 基于数字波束成形算法的系统传输模型

考虑在单用户的大规模 MIMO 系统中,基站将 N_s 个数据流发送至用户终端,其中基站端部署了 N_{BS} 根天线,用户终端装配了 N_{MS} 根天线,其系统传输模型如图 1 所示。

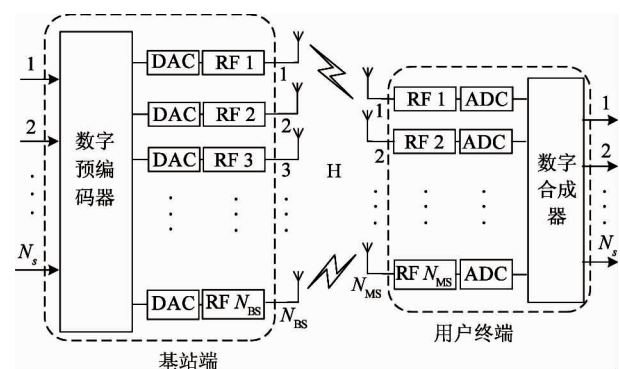


图 1 全数字波束成形系统模型

在数据的传输过程中,基站首先通过数字预编码器对发送的数据流进行处理,然后通过数模转换器和 RF 链路映射到基站端的天线上进行发射,则发射信号 $\mathbf{x}$ 可以表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_s}]^T$ 表示 $N_s \times 1$ 阶的发送数据流符号,且满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{1}{N_s}\mathbf{I}_{N_s}$ 的归一化条件,其中 $E[\cdot]$ 表示数学期望, $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置, $\mathbf{I}_{N_s}$ 表示 $N_s \times N_s$ 阶的单位矩阵, $\mathbf{W}$ 为基站端 $N_{BS} \times N_s$ 阶的数字预编码矩阵。

信号经由信道传输后,用户终端所接收的信号 $\mathbf{r}$ 可以表示为

$$\mathbf{r} = \sqrt{P}\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2)$$

式中, P 表示信号的平均发射功率, $\mathbf{H}$ 表示基站到用户终端之间 $N_{MS} \times N_{BS}$ 阶的信道矩阵, $\mathbf{n}$ 为信道噪声矢量,矢量中每个元素都服从均值为 0、方差为 σ^2 的高斯分布。

最后,经过数字合成器处理后用户终端最终获得的信号 $\mathbf{y}$ 可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{P}\mathbf{F}^H\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{F}^H\mathbf{n} \quad (3)$$

式中, $\mathbf{F}$ 表示 $N_{\text{MS}} \times N_s$ 阶的数字合成矩阵。

假设系统收发两端都能够获得理想的信道状态信息(channel state information, CSI), 于是系统的频谱效率 R 可以表示为

$$R = \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{P\mathbf{F}^H\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{W}^H\mathbf{H}^H\mathbf{F}}{N_s\sigma^2\mathbf{F}^H\mathbf{F}} \right| \quad (4)$$

为了得到最优的频谱效率,需要在基站端和用户终端分别采用最佳的数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ 和数字合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{opt}}$, 此时可以采用基于奇异值分解(singular value decomposition, SVD)的波束成形算法。对信道矩阵 $\mathbf{H}$ 进行 SVD 分解, 即:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H \quad (5)$$

式中, $\mathbf{U}$ 和 $\mathbf{V}$ 分别为 $N_{\text{MS}} \times N_{\text{MS}}$ 阶和 $N_{\text{BS}} \times N_{\text{BS}}$ 阶的西矩阵, Σ 表示 $N_{\text{MS}} \times N_{\text{BS}}$ 阶的对角矩阵, 其对角线上的元素为按降序排列的奇异值。分别取 $\mathbf{V}$ 和 $\mathbf{U}$ 的前 N_s 列作为数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ 和数字合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{opt}}$, 即

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \tilde{\mathbf{V}}, \mathbf{F}_{\text{opt}} = \tilde{\mathbf{U}} \quad (6)$$

式中, $\tilde{\mathbf{V}}$ 为 $\mathbf{V}$ 的前 N_s 列矩阵, $\tilde{\mathbf{U}}$ 为 $\mathbf{U}$ 的前 N_s 列矩阵。

采用基于 SVD 分解的波束成形算法能达到最佳的系统频谱效率,然而,在全数字的波束成形算法中,要求为每一根天线连接一条专用的 RF 链路,随着系统中天线阵列的规模增大,导致系统中 RF 链路数量增加,将会造成系统实现成本和能量消耗较大的问题,因此在大规模 MIMO 系统中,全数字的波束成形算法还有待改进。

1.2 基于共享型混合波束成形系统传输模型

为了减小系统中 RF 链路的数量,同时为了能够充分利用系统中大规模天线阵列所带来的增益,本文考虑在大规模 MIMO 系统中采用共享型阵列的混合波束成形算法。将基站端的预编码器分为模拟预编码器和数字预编码器 2 部分,它们之间通过 N_{RF} 条 RF 链路连接,并满足 $N_s \leq N_{\text{RF}} \ll N_{\text{BS}}$ 。相应地,在用户终端采用混合合成器对接收信号进行处理,其中包含 N_{RF} 条 RF 链路,并满足 $N_s \leq N_{\text{RF}} \ll N_{\text{MS}}$, 其系统模型如图 2 所示。为了分析简便,本文考虑基站发送的数据流数量与 RF 链路数量相等的情况,即 $N_s = N_{\text{RF}}$ 。

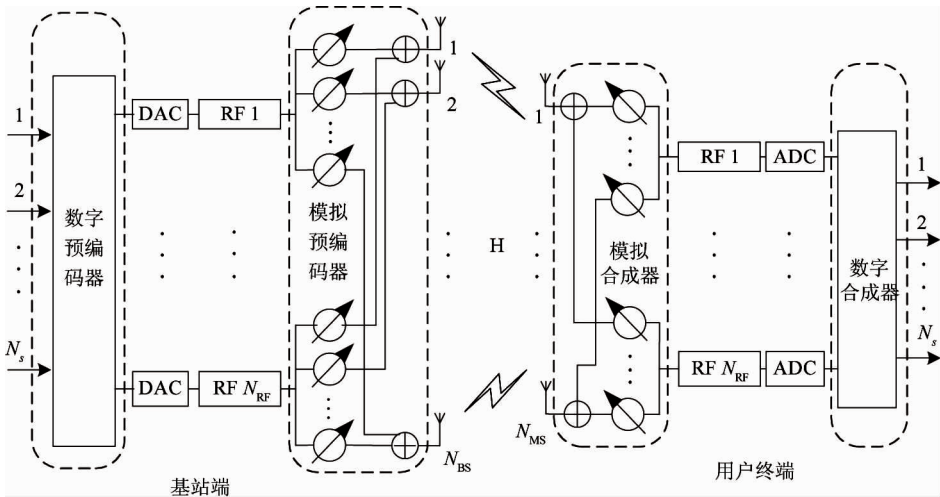


图 2 共享型阵列混合波束成形系统模型

在混合波束成形算法的传输过程中,数据流在基站端首先经过数字部分处理,然后再通过模拟部分处理后映射到基站端的天线上进行发射,则用户终端的接收信号 $\mathbf{r}_{\text{Hy}}$ 可以表示为

$$\mathbf{r}_{\text{Hy}} = \sqrt{P}\mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{Dig}}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (7)$$

式中, $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 表示基站端 $N_{\text{BS}} \times N_{\text{RF}}$ 阶的模拟预编码矩阵, $\mathbf{W}_{\text{Dig}}$ 为基站端 $N_{\text{RF}} \times N_s$ 阶的数字预编码矩阵,为了满足基站端发射总功率的限制条件,应满足

$\| \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}} \|_F^2 = N_s$, 其中 $\| \cdot \|_F$ 表示 Frobeinus 范数。

在接收端,接收信号先后经过模拟合成器和数字合成器处理后恢复出用户终端所需的信号,此时用户终端的恢复信号 $\mathbf{y}_{\text{Hy}}$ 可以表示为

$$\mathbf{y}_{\text{Hy}} = \sqrt{P} \mathbf{F}_{\text{Dig}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}} \mathbf{s} + \mathbf{F}_{\text{Dig}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{n} \quad (8)$$

式中 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 表示在用户终端中 $N_{\text{MS}} \times N_{\text{RF}}$ 阶的模拟合成矩阵, $\mathbf{F}_{\text{Dig}}$ 为 $N_{\text{RF}} \times N_s$ 阶的数字合成矩阵。

在共享型阵列的混合波束成形算法中,基站端的数字预编码器和用户终端的数字合成器工作在数字基带部分,能够同时调整信号的幅度和相位。而基站端和用户终端的模拟部分都是由移相器网络构成的,由于受到恒幅特性^[17]的限制,它们只能改变信号的相位信息,即模拟预编码矩阵和模拟合成矩阵应满足 $|\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j)|^2 = |\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)|^2 = 1, \forall i, j$ 的限定条件。

由于受到恒幅特性的限制,混合波束成形算法的系统频谱效率通常要小于全数字的波束成形算法,其频谱效率 R_{Hy} 可以表示为

$$R_{\text{Hy}} = \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{P \mathbf{F}_{\text{Hy}}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{Hy}} \mathbf{W}_{\text{Hy}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{F}_{\text{Hy}}}{N_s R_n} \right| \quad (9)$$

式中, $\mathbf{W}_{\text{Hy}} = \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{Hy}} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}$ 分别表示混合预编码矩阵和混合合成矩阵, $R_n = \sigma^2 \mathbf{F}_{\text{Dig}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}$ 表示信道噪声的协方差矩阵。

2 共享型混合波束成形算法设计

2.1 算法设计目标

由于模拟预编码矩阵和模拟合成矩阵受到恒幅特性的限制,使得混合波束成形算法的频谱效率要低于全数字波束成形算法,因此需要合理地设计 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 、 $\mathbf{W}_{\text{Dig}}$ 、 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{Dig}}$, 使混合波束成形算法的性能尽量接近全数字波束成形算法,所以混合波束成形算法的设计目标可以表示为

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{Dig}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{Dig}}}{\text{argmin}} \quad |\mathbf{R} - \mathbf{R}_{\text{Hy}}| \\ \text{s. t.} \quad & \|\mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F^2 = N_s \\ & \mathbf{W}_{\text{RF}} \in \hat{\mathbf{W}} \\ & \mathbf{F}_{\text{RF}} \in \hat{\mathbf{F}} \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $\hat{\mathbf{W}}$ 和 $\hat{\mathbf{F}}$ 分别表示基站端和用户终端所使用的波束码本。

根据前面分析可知,要使混合波束成形算法的频谱效率尽量接近全数字的波束成形算法,应当使系统收发两端的混合预编码矩阵和混合合成矩阵尽量接近最优的预编码矩阵和合成矩阵,因此式(10)可以等效为

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{Dig}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{Dig}}}{\text{argmin}} \quad \|\mathbf{W}_{\text{opt}} - \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F, \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}\|_F \\ \text{s. t.} \quad & \|\mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F^2 = N_s \\ & \mathbf{W}_{\text{RF}} \in \hat{\mathbf{W}} \\ & \mathbf{F}_{\text{RF}} \in \hat{\mathbf{F}} \end{aligned} \quad (11)$$

由于式(11)涉及到多元联合优化的问题,而且矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 受恒幅特性的限制,所以很难直接得出该问题的直解。本文考虑将该问题分解成 2 个子问题,即基站端混合预编码矩阵的设计问题和用户终端混合合成矩阵的设计问题。

2.2 混合预编码矩阵设计

首先不考虑用户终端的处理过程,并且暂时忽略信号发射功率的限制条件,通过设计基站端的模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 和数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{Dig}}$, 使基站端发射信号的交互信息最大化,因此,基站端混合预编码矩阵的设计目标可以简化为

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{Dig}}}{\text{argmin}} \quad \|\mathbf{W}_{\text{opt}} - \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F \\ \text{s. t.} \quad & \mathbf{W}_{\text{RF}} \in \hat{\mathbf{W}} \end{aligned} \quad (12)$$

在大规模 MIMO 系统中,为了消除发送数据流之间的相互干扰,全数字预编码矩阵 $\mathbf{W}$ 的每一列之间通常相互正交,因此,为了保证本文所提混合波束成形算法的性能,需要使算法中数字部分的预编码矩阵每一列之间趋于正交,即 $\mathbf{W}_{\text{Dig}}^H \mathbf{W}_{\text{Dig}} \rightarrow \alpha \mathbf{I}$ 。为了保证数字预编码矩阵的正交特性,同时,为了充分利用系统中大规模天线阵列带来的增益,本文考虑直接提取全数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ 的相位信息作为算法中模拟部分预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 的相位,即:

$$\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j) = \frac{\mathbf{W}_{\text{opt}}(i, j)}{|\mathbf{W}_{\text{opt}}(i, j)|} \quad (13)$$

得到模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 后,进一步设计数字预编码矩阵。将信道与基站端模拟预编码矩阵作用

后的信息视为等效信道,则等效信道矩阵可以表示为

$$\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \quad (14)$$

式中, $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 为 $N_{\text{MS}} \times N_{\text{RF}}$ 阶的等效信道矩阵。

根据传统全数字波束成形算法的设计思想,对 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 进行 SVD 分解,即:

$$\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{U}_{\text{eq}} \sum_{\text{eq}} \mathbf{V}_{\text{eq}}^{\text{H}} \quad (15)$$

将式中 $\mathbf{V}_{\text{eq}}$ 作为基站端数字预编码矩阵,即 $\mathbf{W}_{\text{Dig}} = \mathbf{V}_{\text{eq}}$ 。进一步,为了满足基站端发射总功率的限制条件,对数字预编码矩阵做归一化处理得到:

$$\mathbf{W}_{\text{Dig}} = \frac{\sqrt{N_s} \mathbf{W}_{\text{Dig}}}{\|\mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F} \quad (16)$$

2.3 混合合成矩阵设计

当基站端采用全数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ 时,用户终端采用全数字合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{opt}}$ 对接收信号进行处理,此时能够使系统的频谱效率最大化。然而,当系统基站端采用混合预编码器时,由于 $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ 与 $\mathbf{W}_{\text{Hy}}$ 之间的差距不可能完全消除,因此,需要对用户终端的最佳合成矩阵进行调整。根据 MMSE 准则,当基站端采用混合预编码器时,用户终端的最佳合成矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{opt}}$ 可以表示为

$$\tilde{\mathbf{F}}_{\text{opt}} = \frac{\sqrt{P}}{N_s} \mathbf{\Gamma}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}} \quad (17)$$

式中, $\mathbf{\Gamma} = \frac{P}{N_s} \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{Dig}} \mathbf{W}_{\text{Dig}}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{H}^{\text{H}} + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_{\text{MS}}}$ 。

与基站端混合预编码器的设计相似,本文考虑通过合理设计用户终端的模拟合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和数字合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{Dig}}$,使混合合成矩阵尽量接近最佳的合成矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{opt}}$,于是用户终端混合合成器的设计问题可以描述为

$$\underset{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{Dig}}}{\text{argmin}} \|\tilde{\mathbf{F}}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}\|_F \quad (18)$$

$$\text{s. t. } \mathbf{F}_{\text{RF}} \in \hat{\mathbf{F}}$$

与基站端模拟预编码器的设计相似,考虑直接提取最佳合成矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{opt}}$ 的相位信息作为模拟合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的相位,即:

$$\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) = \frac{\tilde{\mathbf{F}}_{\text{opt}}(i, j)}{|\tilde{\mathbf{F}}_{\text{opt}}(i, j)|} \quad (19)$$

当模拟合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 固定以后,进一步设计数字合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{Dig}}$ 。类似地,对 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{H}$ 进行 SVD 分解,

并将左奇异矩阵作为用户终端的数字合成矩阵 $\mathbf{F}_{\text{Dig}}$ 。

3 仿真结果及分析

为了验证本文所提混合波束成形算法的性能,在毫米波信道下分别对基于 SVD 分解的全数字波束成形算法、纯模拟波束成形算法、文献[15]所提基于 SIC 的混合波束成形算法、文献[16]所提基于 OMP 的混合波束成形算法和本文所提混合波束成形算法的性能进行了比较分析。

3.1 信道参数选取

文献[18]指出,毫米波信道不同于低频段的信道,该信道中只存在少量的散射体,并且具有较高的自由空间路径损耗,被认为是稀疏的信道。为了体现这种特性,本文采用 Saleh-Valenzuela 集群信道模型来表示毫米波信道^[19]。假设毫米波信道中集群的数量为 N_c ,并且每一个集群中有 N_L 条传播路径,则基站到用户终端的信道可以表示为

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_{\text{BS}} N_{\text{MS}}}{N_c N_L}} \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{l=1}^{N_L} \xi_{il} \boldsymbol{\alpha}_{\text{MS}}(\phi_{il}) \boldsymbol{\alpha}_{\text{BS}}^{\text{H}}(\theta_{il}) \quad (20)$$

式中 ξ_{il} 表示集群 i 中第 l 条路径的增益,并且满足 $\xi_{il} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$, $E[\|\mathbf{H}\|_F^2] = N_{\text{BS}} N_{\text{MS}}$ 。为了分析简便,本文忽略了信道中的仰角,只考虑方位角的因素, $\theta_{il} \in [0, 2\pi]$, $\phi_{il} \in [0, 2\pi]$ 分别表示第 (i, l) 条传播路径的离开方位角和到达方位角。 $\boldsymbol{\alpha}_{\text{MS}}(\phi_{il})$ 表示用户终端在方位角 ϕ_{il} 上的天线阵列响应矢量, $\boldsymbol{\alpha}_{\text{BS}}(\theta_{il})$ 表示基站端在方位角 θ_{il} 上的天线阵列响应矢量。假设系统中天线阵列为均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA) 类型,则系统中基站端和用户终端的天线阵列响应矢量可以分别表示为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\alpha}_{\text{BS}}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{BS}}}} [1, e^{jk d \sin(\theta)}, \dots, e^{j(N_{\text{BS}}-1) k d \sin(\theta)}]^{\text{T}} \\ \boldsymbol{\alpha}_{\text{MS}}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{MS}}}} [1, e^{jk d \sin(\phi)}, \dots, e^{j(N_{\text{MS}}-1) k d \sin(\phi)}]^{\text{T}} \end{cases} \quad (21)$$

式中, $k = 2\pi/\lambda$, λ 为毫米波的波长长度, d 表示天线之间的距离。在仿真分析时,本文所选取的系统仿真参数值如下: $N_c = 5$, $N_L = 10$, $\lambda = 6.7\text{mm}$, d

$= \lambda/2 = 3.35\text{mm}.$

3.2 仿真分析

在基站端天线数量 N_{BS} 为 256 根,用户终端天线数量 N_{MS} 为 36 根的 256×36 大规模 MIMO 系统中,当 RF 链路数量和数据流为 $N_{\text{RF}} = N_s = 4$ 时,对比了不同波束成形算法的频谱效率随信噪比 (signal noise ratio, SNR) 的变化情况,其仿真结果如图 3 所示。

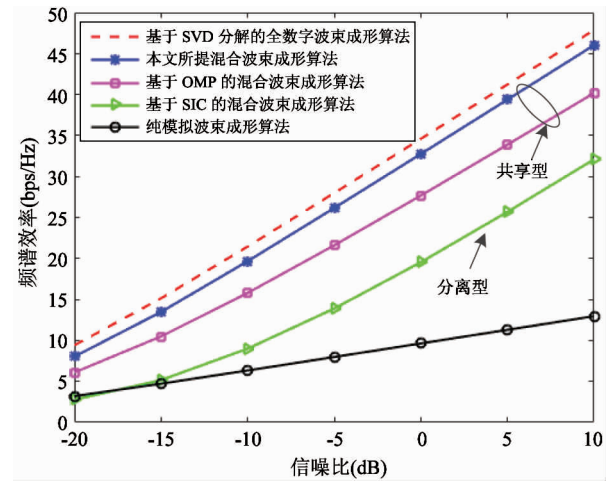


图 3 不同波束成形算法在不同信噪比下的频谱效率

图 3 表明,在混合波束成形算法类型中,相比于分离型波束成形算法,共享型波束成形算法能够充分利用大规模天线阵列所带来的增益,因此其频谱效率要优于分离型波束成形算法。在共享型的混合波束成形算法中,本文所提混合波束成形算法的频谱效率要优于基于 OMP 的混合波束成形算法,并且更接近全数字波束成形算法。基于 SVD 分解的全数字波束成形算法虽然具有最优的频谱效率,然而这种算法中系统所需的 RF 链路数量与天线数量相等,导致系统的实现成本和能量消耗都非常巨大,不利于大规模 MIMO 系统的实现。纯模拟波束成形算法虽然所需的 RF 链路数量较少,但是这种算法不能有效消除系统中存在的干扰,其频谱效率不理想。从图中可以看出,本文所提混合波束成形算法的频谱效率要明显优于纯模拟波束成形算法,并且非常接近全数字波束成形算法,在相同的频谱效率下,它们之间的性能相差为 1dB 左右。相对于全数字波束成形算法和纯模拟波束成形算法,本文所提混合波束成形算法所需的 RF 链路数量较少,同时具有

较好的频谱效率,能够在系统实现成本和频谱效率之间达到较好的折衷,有利于大规模 MIMO 系统的实现。

当用户终端天线数量 N_{MS} 固定为 16 根, $N_{\text{RF}} = N_s = 4$, 信噪比分别为 -10 dB, 0 dB 和 10 dB 时,比较不同波束成形算法在不同基站端天线数量情况下的频谱效率,其仿真结果如图 4 所示。由图 4 可以看出,随着信噪比的增大,不同波束成形算法的频谱效率也随之增大。在相同信噪比下,随着基站端天线数量增加,不同波束成形算法所对应的频谱效率也随之增大,表明了大规模 MIMO 系统具有提升系统频谱效率的优势。同时,由图 4 可知,本文所提混合波束成形算法的性能要优于基于 OMP 的混合波束成形算法。

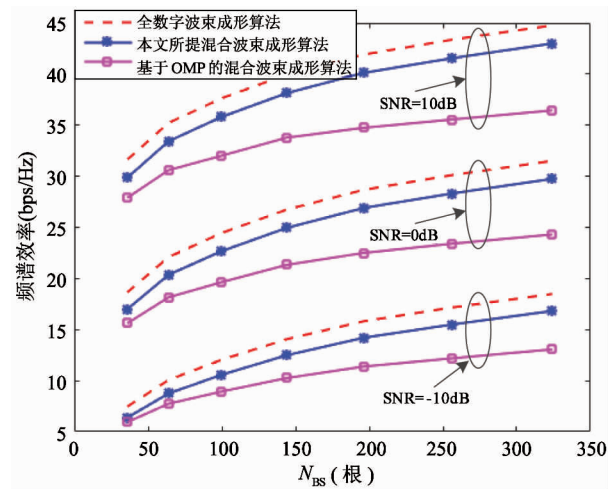


图 4 不同波束成形算法在不同 N_{BS} 下的频谱效率

为了进一步比较本文所提混合波束成形算法与基于 OMP 的混合波束成形算法之间的性能,在 256×36 的大规模 MIMO 系统中,当 N_s 分别为 4 和 8 时,对各波束成形算法在不同 RF 链路数量条件下进行了仿真分析,仿真结果如图 5 所示。由图 5 可知,当 RF 链路数量相等时,本文所提混合波束成形算法的频谱效率要优于基于 OMP 的混合波束成形算法,在系统频谱效率相当的情况下,本文所提混合波束成形算法所需 RF 链路数量比基于 OMP 的混合波束成形算法更少,因此其系统实现成本和能量消耗相对较低。同时,图 5 还表明,得益于数据流的复用增益,相比于 $N_s = 4$ 的情况,当 $N_s = 8$ 时,系统

的频谱效率得到了有效的提升。

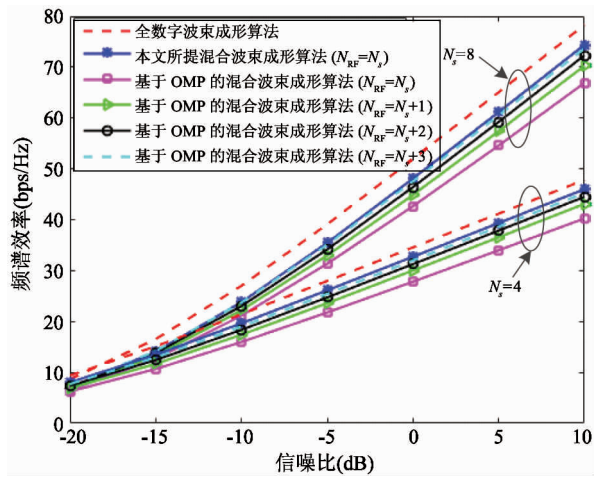


图 5 不同波束成形算法在不同 N_{RF} 下的频谱效率

在混合波束成形算法中,基站端的模拟预编码器 $\mathbf{W}_{RF}$ 和用户终端的模拟合成器 $\mathbf{F}_{RF}$ 都是通过移相器实现的,由于受到实际硬件条件的限制,很难将信号的相位调整到任意值,因此考虑 $\mathbf{W}_{RF}$ 和 $\mathbf{F}_{RF}$ 取有限相位值的情况,分别对模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{RF}$ 和模拟合成矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 中各元素的相位进行 Q 比特量化,则实际的调整相位可以表示为 $\varphi = \frac{2\pi\tilde{m}}{2^Q}$, 其中 $\tilde{m} =$

$$\arg \min_{m \in \{0, \dots, 2^Q - 1\}} \left| \varphi - \frac{2\pi m}{2^Q} \right|.$$

为了验证本文所提混合波束成形算法对硬件精度的要求,在不同量化比特下对本文所提算法进行了仿真比较分析,其仿真结果如图 6 和图 7 所示。由图 6 可知,经过量化后,本文所提混合波束成形算

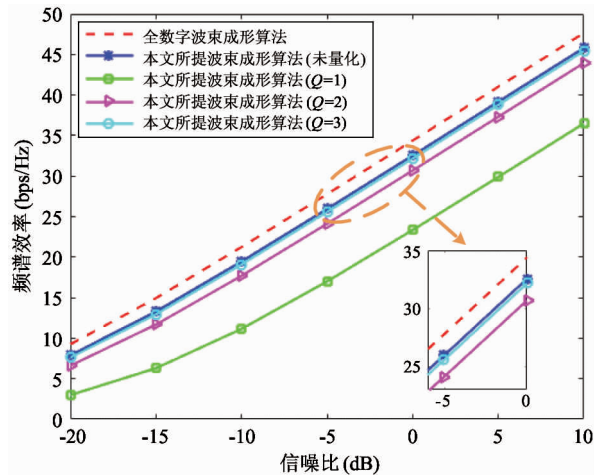


图 6 不同量化比特下的频谱效率

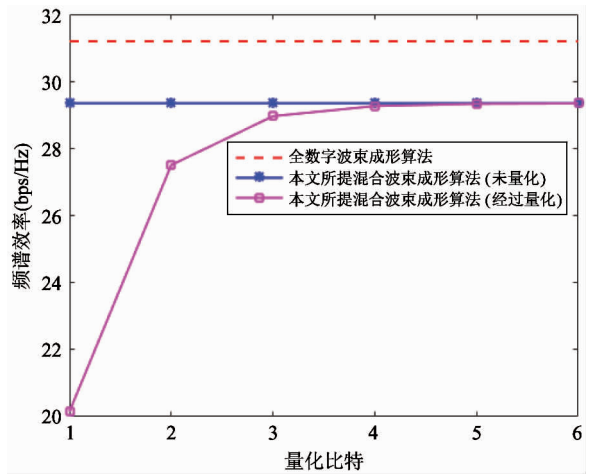


图 7 量化前后频谱效率比较

法的频谱效率与量化前相比损失较小,当 $Q = 2$ 时,即 $\mathbf{W}_{RF}$ 和 $\mathbf{F}_{RF}$ 的相位集为 $\left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}\right\}$,在相同频谱效率条件下,其性能损失不到 1 dB。由图 7 进一步可知,当量化比特达到 3 bit 以上时,本文所提混合波束成形算法在经过量化后的频谱效率几乎与量化前相等,从而说明本文所提混合波束成形算法对硬件的精度要求相对较低,有利于系统的实现。

4 结 论

本文针对大规模 MIMO 系统中全数字波束成形算法的系统实现成本和能量消耗较大等问题,提出了一种共享型阵列的混合波束成形算法。该算法在设计过程中首先考虑设计基站端的混合预编码矩阵,使其尽量接近最优的全数字预编码矩阵,然后在混合预编码矩阵的基础上调整用户终端的最优合成矩阵,最后根据调整后的数字合成矩阵设计用户终端的混合合成矩阵,从而使系统的性能达到最佳。仿真结果表明,本文所提算法的性能要优于基于 SIC 的分离型混合波束成形算法和基于 OMP 的混合波束成形算法,并且对硬件的要求较低,具有较好的实际应用价值。为了分析简便,本文假设系统的收发两端均能够获得理想的 CSI,但是这种理想情况在实际中实现较困难,因此如何有效地估计出 CSI,并且在此基础上设计高效的混合波束成形算法将是下一步的重点研究方向。

参考文献

- [1] Campbell S W, Kwak N. Mobile communication and civic life: linking patterns of use to civic and political engagement[J]. *Journal of Communication*, 2010, 60 (3) : 536-555
- [2] Chin W H, Fan Z, Haines R, et al. Emerging technologies and research challenges for 5G wireless networks [J]. *IEEE Wireless Communications*, 2014, 21 (2) : 106-112
- [3] Hossain E, Hasan M. 5G cellular: key enabling technologies and research challenges[J]. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 2015, 18(3) : 11-21
- [4] Panwar N, Sharma S, Singh A K, et al. A survey on 5G: the next generation of mobile communication[J]. *Physical Communication*, 2016, 18:64-84
- [5] Andrews J G, Buzzi S, Choi W, et al. What will 5G be [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6) : 1065-1082
- [6] Larsson E G, Edfors O, Tufvesson F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2) : 186-195
- [7] Qian M, Wang Y, Zhou Y, et al. A super base station based centralized network architecture for 5G mobile communication systems[J]. *Digital Communications and Networks*, 2015, 1(2) : 152-159
- [8] Garcia V, Zhou Y, Shi J, et al. Coordinated multipoint transmission in dense cellular networks with user-centric adaptive clustering [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(8) : 4297-4308
- [9] Niu Y, Li Y, Jin D, et al. A survey of millimeter wave communications (mmWave) for 5G: opportunities and challenges[J]. *Wireless Networks*, 2015, 21(8) : 2657-2676
- [10] Lu L, Li G Y, Swindlehurst A L, et al. An overview of massive MIMO: benefits and challenges[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2014, 8(5) : 742-758
- [11] Sun B, Zhou Y, Tian L, et al. Successive interference cancellation based channel estimation for massive MIMO systems[C]. In: Proceedings of 2017 IEEE Global Communications Conference, Singapore, 2017. 1-6
- [12] Swindlehurst A L, Ayanoglu E, Heydari P, et al. Millimeter-wave massive MIMO: the next wireless revolution? [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(9) : 56-62
- [13] Tsang Y M, Poon A S, Addepalli S, et al. Coding the beams: improving beamforming training in mmWave communication system[C]. In: Proceedings of 2011 IEEE Global Communications Conference, Kathmandu, Nepal, 2011. 1-6
- [14] Molisch A F, Ratnam V V, Han S, et al. Hybrid beamforming for massive MIMO: a survey[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2017, 55(9) : 134-141
- [15] Gao X, Dai L, Han S, et al. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmwave MIMO systems with large antenna arrays[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4) : 998-1009
- [16] Ayach O E, Rajagopal S, Abusurra S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3) : 1499-1513
- [17] Sohrabi F, Yu W. Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale antenna arrays[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3) : 501-513
- [18] Malla S, Abreu G. Channel estimation in millimeter wave MIMO systems: sparsity enhancement via reweighting [C]. In: Proceedings of the International Symposium on Wireless Communication Systems, Poznan, Poland, 2016. 230-234
- [19] Yang R Z, Zong L, Si P B, et al. Selective transmission and channel estimation in massive MIMO systems[J]. *High Technology Letters*, 2016, 22(1) : 99-106

Fully-connected array hybrid beamforming based on massive MIMO

Xu Shunqing * * * * * , Shi Jinglin * * * * * , Zhang Zongshuai * * * * * , Ren Junwei * * * * *
 (* Beijing Key Laboratory of Mobile Computing and Pervasive Device, Beijing 100190)
 (** Institute of Computing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)
 (*** University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)
 (**** Samsung Research Institute China-Beijing (SRC-B) , Beijing 100028)

Abstract

In view of the huge cost and the huge energy consumption of the traditional fully-digital beamforming algorithm in massive MIMO system, a hybrid beamforming algorithm based on fully-connected arrays is proposed. In order to exploit the gain from a large array of antennas adequately, the analog precoding matrix and analog combining matrix of the hybrid beamforming algorithm are extracted from the optimal precoding matrix and combining matrix algorithm. Then the singular value decomposition of the equivalent channel which is generated by analog precoding (combining) matrix and channel matrix is performed, to obtain the corresponding digital precoding (combining) matrix. The simulation results show that the proposed hybrid beamforming algorithm can achieve a good trade-off between system performance and implementation cost, as well as, the proposed algorithm has low requirement for hardware precision.

Key words: massive MIMO, radio frequency (RF) chain, beamforming, spectrum efficiency