

基于毫米波大规模 MIMO 的分离型子阵列混合波束成形算法<sup>①</sup>

徐顺清<sup>②</sup> \* \* \* \* \* 石晶林<sup>③</sup> \* \* \* \* \* 张宗帅 \* \* \* \* \* 龙 隆 \* \* \* \* \* 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无线通信技术研究 中心 北京 100190)

( \*\*\* 中国科学院大学 北京 100049)

( \*\*\*\* 三星电子中国研究院 北京 100028)

**摘 要** 针对大规模 MIMO 系统中共享型阵列混合波束成形算法结构复杂和耗能较高的问题,提出了基于毫米波大规模 MIMO 的分离型子阵列混合波束成形算法。该算法采用分步设计的思想,首先根据模拟预编码矩阵的结构特点将天线阵列分解为多个独立的子阵列,并且依次设计每一个天线子阵列的预编码矩阵;然后在模拟预编码矩阵的基础上,采用标准的凸优化算法设计出数字预编码矩阵。仿真结果表明,本文所提算法能够达到较好的频谱效率,同时其能量效率要优于全数字波束成形算法和共享型阵列混合波束成形算法。

**关键词** 大规模 MIMO, RF 链路, 移相器, 频谱效率, 能量效率

0 引 言

近年来,随着电子技术的发展和物联网、大数据、无人驾驶等新业务的兴起,移动设备连接数量爆炸式地增长<sup>[1]</sup>。海量的移动设备将带来大量的数据流量和巨大的能量消耗,因此人们对第 5 代(5G)通信系统的频谱效率和能量效率提出了更加严格的要求<sup>[2]</sup>。目前,毫米波和大规模多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)技术的融合被视为是 5G 通信系统的关键技术,得到了世界范围内的广泛关注<sup>[3,4]</sup>。一方面,毫米波能够提供将近 2GHz 的频带宽度,远高于现有第 4 代(4G)通信系统所能提供的 20MHz 带宽,可以极大地提升系统的传输性能<sup>[5]</sup>。另一方面,毫米波的波长较短,可以有效地减小系统中天线的尺寸,并且与大规模 MIMO 技术相结合,能够使系统性能得到有效的提

升<sup>[6-8]</sup>。在传统的 MIMO 系统中,一般采用全数字波束成形算法,使电磁波集中在特定的方向上进行传输,从而提高系统的通信速率和质量<sup>[9]</sup>。然而,在全数字波束成形算法中,每一根天线都要配置单独的射频(radio frequency, RF)链路,不仅会造成高昂的成本开销,同时也会带来巨大的能量消耗,因此在大规模 MIMO 系统中不宜采用传统的全数字波束成形算法。为了减少系统中的 RF 链路数量,一些学者提出了模拟波束成形算法<sup>[10]</sup>,这种算法通过移相器来改变发射信号的相位,可以大大地减少系统所需的 RF 链路数量,然而受硬件结构的限制,模拟波束成形算法仅能改变信号的相位,因此其性能相比于全数字波束成形算法将大打折扣<sup>[11]</sup>。近些年来,混合波束成形算法得到研究者的广泛关注,这种算法有效地融合了模拟波束成形算法和全数字波束成形算法的优点,不仅可以减少系

① 国家自然科学基金(61571425)和北京市自然科学基金(L172049)资助项目。  
② 男,1987 年生,博士生;研究方向:无线通信,信号处理;E-mail: xushunqing228@163.com  
③ 通信作者,E-mail: xushunqing228@163.com  
(收稿日期:2018-11-09)

统中所配置的 RF 链路数量,而且能够有效地提升系统的传输性能,较适宜在大规模 MIMO 系统中应用<sup>[12,13]</sup>。为了降低大规模 MIMO 系统的实现复杂度,文献[14]提出了一种混合波束成形算法,在该算法中,模拟部分根据天线阵列响应矢量设计,数字部分则从预先设置好的码本中进行选择,该算法能够达到较满意的性能,但是其设计复杂度较高。文献[15]将系统容量优化问题阐述为稀疏逼近问题,并且根据基追踪原理,提出了一种基于正交匹配追踪(orthogonal matching pursuit, OMP)的空间稀疏混合波束成形算法,该算法能够达到接近全数字波束成形算法的性能,但是其计算复杂度较高,同时,该算法采用共享型的天线阵列结构,需要使用大量的移相器,因此其实现复杂度和能量消耗相对较高。针对这一问题,文献[16]考虑了分离型的天线子阵列结构,并且利用串行干扰消除(successive interference cancellation, SIC)的原理,将系统容量优化问题分成多个子阵列性能优化的子问题,具有较低的设计复杂度,然而该算法在设计时假设数字部分矩阵为块矩阵,意味着数字部分不能有效地调整发送信号的幅度,仅能起到功率分配的作用,因此其性能还有待提高。

针对大规模 MIMO 系统,本文提出了一种分离型子阵列的混合波束成形算法,该算法在设计时采用分步设计的思想,即第一步设计模拟预编码矩阵,第二步设计数字预编码矩阵。首先根据模拟预编码矩阵为块对角矩阵的结构特点,将天线阵列分解成若干个独立的子阵列,然后依次设计出每一个天线子阵列的预编码矩阵。第二步当模拟预编码矩阵固定时,采用标准的凸优化算法设计出数字预编码矩阵。仿真结果表明,本文所提基于毫米波大规模 MIMO 的分离型子阵列混合波束成形算法能够达到较高频谱效率,同时其能量效率要优于全数字波束成形算法和共享型阵列混合波束成形算法。

## 1 大规模 MIMO 系统模型

### 1.1 系统传输模型

在大规模 MIMO 系统中,基站和接收终端安装

的天线数量分别为  $N_{BS}$  和  $N_{MS}$ ,  $N_s$  个数据流通过全数字预编码器处理后发送到接收终端,其传输模型如图 1 所示。

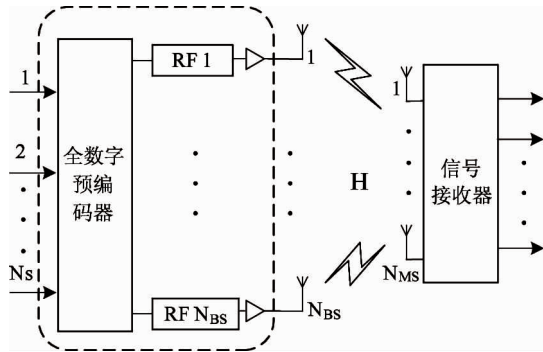


图 1 全数字波束成形系统传输模型

在全数字波束成形算法中,通常可以对信道矩阵进行 SVD 分解,得到系统的预编码矩阵  $\mathbf{W}_{opt}$  以消除系统中的干扰,从而提高系统性能<sup>[17]</sup>。然而当采用全数字波束成形算法时系统所需的 RF 链路数量较大,会导致系统成本高昂和能量消耗巨大等问题,因此在大规模 MIMO 系统中采用混合波束成形算法较为合适。根据 RF 链路与天线的连接方式不同,混合波束成形算法一般可以分为共享型阵列混合波束成形算法和分离型子阵列混合波束成形算法,其系统结构模型如图 2 所示。

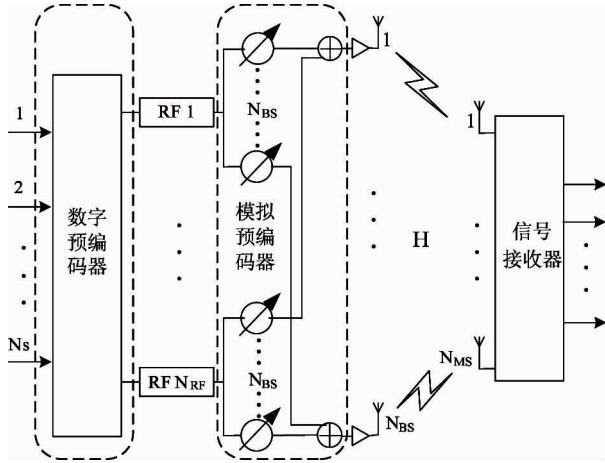
在共享型阵列结构中,RF 链路与所有的天线相连接,能够有效地利用大规模天线阵列所带来的阵列增益,具有较好的系统性能,然而这种连接方式较为复杂,并且需要使用大量的移相器,从而导致系统的能量消耗增加。在分离型子阵列结构中,天线被分成若干的子阵列,每一个子阵列只与一条 RF 链路相连接,这种连接方式较为简单,同时系统所需的移相器也较少,能够有效地降低系统的能量消耗。由于分离型子阵列结构连接简单且能量消耗较少,具有较强的实际应用价值,因此本文将重点考虑分离型子阵列结构的系统模型。

在如图 2(b)所示的大规模 MIMO 系统中,基站端采用分离型子阵列混合波束成形算法,该算法主要包含数字预编码器和模拟预编码器两部分,它们之间通过  $N_{RF}$  条 RF 链路相连接,且满足  $N_s \leq N_{RF}$

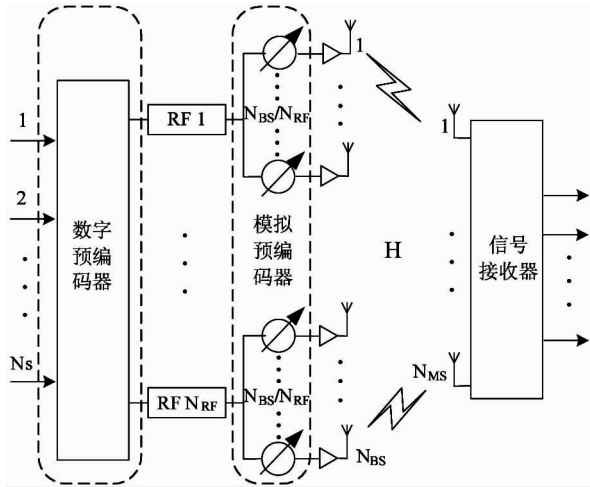
$< N_{BS}$ 。基站在传送数据流时,数据流依次经过数字预编码器和模拟预编码器处理,然后映射到天线上进行发射,相应地,发射信号可以表示为

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

式中,  $\mathbf{W}_{Hy} = \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{Dig}$  表示基站端的混合预编码矩阵,  $\mathbf{W}_{RF}$  和  $\mathbf{W}_{Dig}$  分别表示  $N_{BS} \times N_{RF}$  阶的模拟预编码矩阵和  $N_{RF} \times N_s$  阶的数字预编码矩阵;  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_s}]^T$  为  $N_s \times 1$  阶的发送数据流符号,且满足  $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{1}{N_s} \mathbf{I}_{N_s}$ , 其中  $E[\cdot]$  表示数学期望,  $(\cdot)^H$  为矩阵的共轭转置,  $\mathbf{I}_{N_s}$  表示  $N_s \times N_s$  阶的单位矩阵。



(a) 共享型



(b) 分离型

图 2 混合波束成形系统传输模型

假设信号的平均发射功率为  $P$ , 则接收终端的接收信号  $\mathbf{y}$  可以表示为

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

式中,  $\mathbf{H}$  表示基站到接收终端之间  $N_{MS} \times N_{BS}$  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零、方差为  $\sigma^2$  的高斯分布。

为了分析简便, 本文考虑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

$$R = \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{P \mathbf{H} \mathbf{W}_{Hy} \mathbf{W}_{Hy}^H \mathbf{H}^H}{N_s \sigma^2} \right| \quad (3)$$

## 1.2 毫米波信道模型

毫米波信道的特性与低频段的微波信道不同, 该信道中的有效散射体数量较少, 同时信号在传播时自由空间路径损耗较严重, 因此, 毫米波信道被认为是稀疏的信道<sup>[18,19]</sup>。为了体现毫米波信道的这种特性, 本文采用如图 3 所示的 Saleh-Valenzuela 集群信道模型, 则基站与接收终端之间的信道可以表示为

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_{BS} N_{MS}}{N_C N_L}} \sum_{i=1}^{N_C} \sum_{l=1}^{N_L} \xi_{il} \boldsymbol{\alpha}_{MS}(\phi_{il}^{MS}, \theta_{il}^{MS}) \boldsymbol{\alpha}_{BS}^H(\phi_{il}^{BS}, \theta_{il}^{BS}) \quad (4)$$

式中  $N_C$  表示毫米波信道中的集群数量,  $N_L$  表示每个集群所包含的路径传播数量,  $\xi_{il}$  为集群  $i$  中第  $l$  条传播路径的增益, 并且满足条件:  $\xi_{il} \sim CN(0, \sigma^2)$ ,  $E[\|\mathbf{H}\|_F^2] = N_{BS} N_{MS}$ ;  $\boldsymbol{\alpha}_{BS}(\phi_{il}^{BS}, \theta_{il}^{BS})$  和  $\boldsymbol{\alpha}_{MS}(\phi_{il}^{MS}, \theta_{il}^{MS})$  分别表示基站端和接收终端的阵列响应矢量, 其中  $\phi_{il}^{BS}$  和  $\theta_{il}^{BS}$  分别为基站端的离开方位角和仰角,  $\phi_{il}^{MS}$  和  $\theta_{il}^{MS}$  分别为接收终端的到达方位角和仰角。

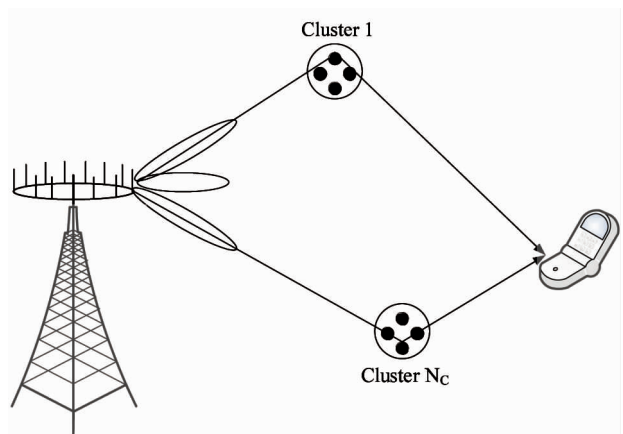


图 3 毫米波信道模型

天线阵列包含多种类型,其中按各天线在阵列中的排列不同,主要可以分为均匀线性阵列(uniform linear array,ULA)和均匀平面阵列(uniform planar array,UPA)两种,本文主要考虑UPA天线阵列。在UPA类型的天线阵列中,各天线在水平和垂直两个维度上均匀排列,即构成 $\sqrt{N} \times \sqrt{N}$ 的平面阵列,其中 $N$ 表示天线数量,于是系统中基站端和接收终端的天线阵列响应矢量可以分别描述为

$$\alpha_{BS}(\phi_i^{BS}, \theta_i^{BS}) = \frac{1}{\sqrt{N_{BS}}} [1, \dots, e^{jkd(\sin\phi_i^{BS}\sin\theta_i^{BS} + q\cos\theta_i^{BS})}, \dots, e^{jkd((\sqrt{N_{BS}}-1)\sin\phi_i^{BS}\sin\theta_i^{BS} + (\sqrt{N_{BS}}-1)\cos\theta_i^{BS})}]^T \quad (5)$$

$$\alpha_{MS}(\phi_i^{MS}, \theta_i^{MS}) = \frac{1}{\sqrt{N_{MS}}} [1, \dots, e^{jkd(\sin\phi_i^{MS}\sin\theta_i^{MS} + q\cos\theta_i^{MS})}, \dots, e^{jkd((\sqrt{N_{MS}}-1)\sin\phi_i^{MS}\sin\theta_i^{MS} + (\sqrt{N_{MS}}-1)\cos\theta_i^{MS})}]^T \quad (6)$$

式中 $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$ 表示毫米波的波长,  $d$ 为天线之间的空间距离,其中 $0 \leq p < \sqrt{N}$ ,  $0 \leq q < \sqrt{N}$ 。

## 2 分离型混合波束成形算法设计

### 2.1 算法设计目标

本文所提的分离型混合波束成形算法的设计目标是使大规模MIMO系统所能达到的频谱效率最大化,因此,本文所提算法的设计目标可以描述为

$$\operatorname{argmax}_{\mathbf{W}_{RF}, \mathbf{W}_{Dig}} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{P\mathbf{H}\mathbf{W}_{Hy} \mathbf{W}_{Hy}^H \mathbf{H}^H}{N_s \sigma^2} \right| \quad (7)$$

上式是涉及到 $\mathbf{W}_{RF}$ 和 $\mathbf{W}_{Dig}$ 的联合优化问题,同时,由于受分离型混合波束成形算法天线阵列结构的影响, $\mathbf{W}_{RF}$ 和 $\mathbf{W}_{Dig}$ 将受到以下限制:

**限制1** 由于在分离型子阵列结构中,每一条RF链路仅与一个天线子阵列相连接,其相应的模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{RF}$ 应为块对角矩阵,可以表示为

$$\mathbf{W}_{RF} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{w}_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{w}_{N_{RF}} \end{bmatrix}_{N_{BS} \times N_{RF}} \quad (8)$$

式中 $\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_{N_{RF}}$ 为 $M \times 1$ 阶的矩阵,它们分别表示与各个天线子阵列相对应的模拟预编码子矩

阵,其中 $M$ 的值为 $M = N_{BS}/N_{RF}$ 。同时,由于模拟预编码器是由移相器构成的,它不能改变发射信号的幅度,因此模拟预编码矩阵中各个非零元素具有相同的幅度值,即要满足 $|\mathbf{w}_{i,j}| = 1$ 。

**限制2** 为了满足发射总功率的限制条件,由模拟预编码矩阵和数字预编码矩阵组成的混合预编码矩阵应当满足 $\|\mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{Dig}\|_F^2 = N_s$ ,其中 $\|\cdot\|_F$ 为Frobenius范数。

由于受到上述条件的限制,很难直接通过式(7)解得 $\mathbf{W}_{RF}$ 和 $\mathbf{W}_{Dig}$ ,因此本文考虑分步设计的思想,即第一步设计模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{RF}$ ,第二步设计数字预编码矩阵 $\mathbf{W}_{Dig}$ 。

### 2.2 混合预编码矩阵设计

由上面分析可知,分离型波束成形算法中的每一条RF链路仅与其相对应的天线子阵列相连接,因此,可以单独将各个天线子阵列分离,依次设计其预编码矩阵,使各个天线子阵列达到最大的频谱效率,于是第一个天线子阵列的频谱效率可以表示为

$$C_1 = \log_2 \left| 1 + \frac{P\mathbf{w}_{Hy,1}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_{Hy,1}}{N_s \sigma^2} \right| \quad (9)$$

式中 $\mathbf{w}_{Hy,1}$ 表示混合预编码矩阵 $\mathbf{W}_{Hy}$ 的第一列向量。考虑到 $\mathbf{w}_{Hy,1}$ 中只有连续的 $M$ 个非零值,因此式中的 $\mathbf{w}_{Hy,1}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_{Hy,1}$ 可以重写为

$$\mathbf{w}_{Hy,1}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_{Hy,1} = \mathbf{w}_{Hy,1}^H \mathbf{\Gamma} \mathbf{w}_{Hy,1} \quad (10)$$

式中 $\mathbf{\Gamma}$ 表示 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 的前 $M$ 行和 $M$ 列的子矩阵。对 $\mathbf{\Gamma}$ 进行SVD分解,得到

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (11)$$

取 $\mathbf{V}$ 的第一列作为 $\tilde{\mathbf{V}}$ ,同时为了满足限制1中模拟预编码矩阵中各个非零元素具有相同的幅度值的条件,考虑提取 $\tilde{\mathbf{V}}$ 的相位作为第一个天线子阵列的模拟预编码矩阵 $\mathbf{w}_1$ ,即

$$\mathbf{w}_1(i, j) = \frac{\tilde{\mathbf{V}}(i, j)}{|\tilde{\mathbf{V}}(i, j)|} \quad (12)$$

类似地,采用相同的方法能够得到 $\mathbf{w}_2, \mathbf{w}_3, \dots, \mathbf{w}_{N_{RF}}$ ,从而设计出基站端的模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{RF}$ 。当模拟预编码矩阵 $\mathbf{W}_{RF}$ 固定后,下一步通过设计数字预编码矩阵,使系统的频谱效率最大化。

由于受到2.1小节中限制条件的限制,导致混合波束成形算法的性能将低于全数字波束成形算

法,因此需要合理的设计数字部分的预编码矩阵  $\mathbf{W}_{\text{Dig}}$ ,使  $\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{Dig}}$  的结果尽量接近  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ 。由于分离型子阵列中模拟预编码矩阵  $\mathbf{W}_{\text{RF}}$  具有特殊的块矩阵结构,因此限制 2 中的发射功率限制条件可以进一步表示为  $\|\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F^2 = \frac{N_{\text{BS}}}{N_{\text{RF}}} \|\mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F^2 = N_s$ ,于是数字预编码矩阵的设计目标可以描述为

$$\begin{aligned} \underset{\mathbf{W}_{\text{Dig}}}{\text{argmin}} \quad & \|\mathbf{W}_{\text{opt}} - \mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F^2 \\ \text{s. t.} \quad & \|\mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F^2 = \frac{N_{\text{RF}}N_s}{N_{\text{BS}}} \end{aligned} \quad (13)$$

根据矩阵的向量化特性,式(13)中的目标函数可以进一步写为

$$\begin{aligned} \|\mathbf{W}_{\text{opt}} - \mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{Dig}}\|_F^2 &= \|\text{vec}(\mathbf{W}_{\text{opt}}) - \text{vec}(\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{Dig}})\|_2^2 \\ &= \|\text{vec}(\mathbf{W}_{\text{opt}}) - (\mathbf{I} \otimes \mathbf{W}_{\text{RF}})\text{vec}(\mathbf{W}_{\text{Dig}})\|_2^2 \end{aligned} \quad (14)$$

式中  $\text{vec}(\cdot)$  表示矩阵向量化,  $\otimes$  为克罗内克积。于是式(13)可以松弛为半定规划(semi-definite programming, SDP)问题,一般可以采用标准的凸优化算法得到该问题的解,从而设计出数字预编码矩阵  $\mathbf{W}_{\text{Dig}}^{[20]}$ 。

### 3 仿真结果及分析

为了验证所提分离型子阵列混合波束成形算法的性能,本文分别从频谱效率、硬件精度要求和能量效率等方面对其进行了仿真分析,同时与文献[15]所提基于 OMP 的空间稀疏混合波束成形算法和文献[16]所提基于 SIC 的混合波束成形算法进行了比较。

#### 3.1 频谱效率分析

图 4 给出了当基站天线数量  $N_{\text{BS}} = 144$ , 接收终端天线数量  $N_{\text{MS}} = 36$ , RF 链路数和数据流为  $N_{\text{RF}} = N_s = 4$  时,不同波束成形算法所对应的频谱效率随信噪比的变化曲线。由图可知,全数字波束成形算法的频谱效率最佳,纯模拟波束成形算法的频谱效率最差,而混合波束成形算法的频谱效率介于它们两者之间。在混合波束成形算法中,由于共享型阵列波束成形算法中每一条 RF 链路都与天线相连接,能够较好地利用大规模天线的阵列增益,因此其

性能要优于分离型子阵列波束成形算法,然而共享型波束成形算法所需的移相器较多且连接较为复杂,因此其实现复杂度和能量消耗都要高于分离型波束成形算法。在分离型的波束成形算法中,本文所提算法的性能要优于文献[16]所提基于 SIC 的混合波束成形算法,并且非常接近文献[15]所提基于 OMP 的共享型混合波束成形算法,在相同信噪比条件下,它们之间的频谱效率相差不到 2 bps/Hz。相较于共享型混合波束成形算法,本文所提分离型子阵列混合波束成形算法所需的移相器数量较少,且连接较为简单,因此,本文所提分离型子阵列波束成形算法具有较好的实际应用价值。

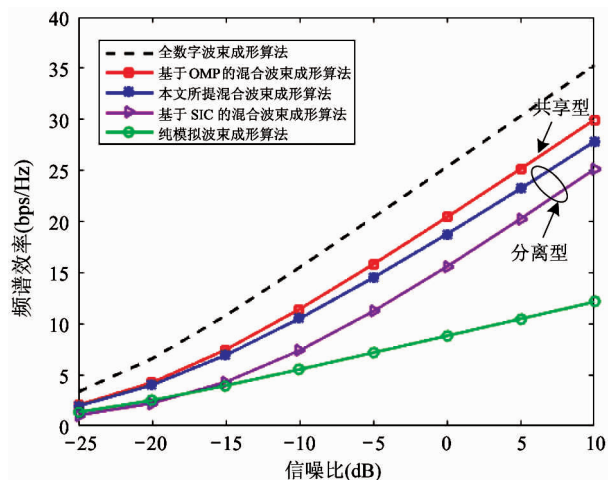


图 4 不同波束成形算法对应的频谱效率比较

图 5 和图 6 分别给出了当用户终端和基站天线数量固定时,频谱效率随  $N_{\text{BS}}$  和  $N_{\text{MS}}$  的变化情况。

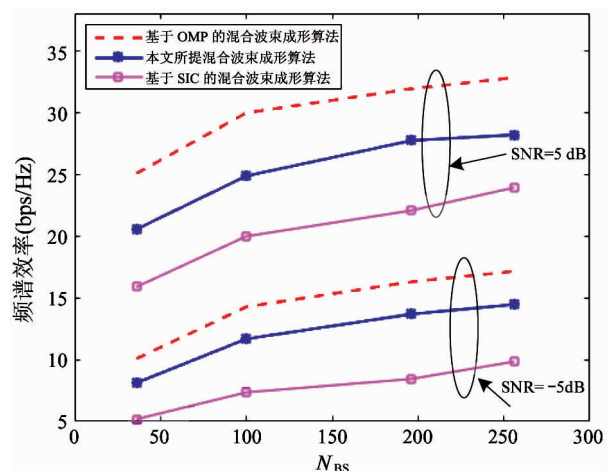


图 5 不同波束成形算法在不同  $N_{\text{BS}}$  下的频谱效率

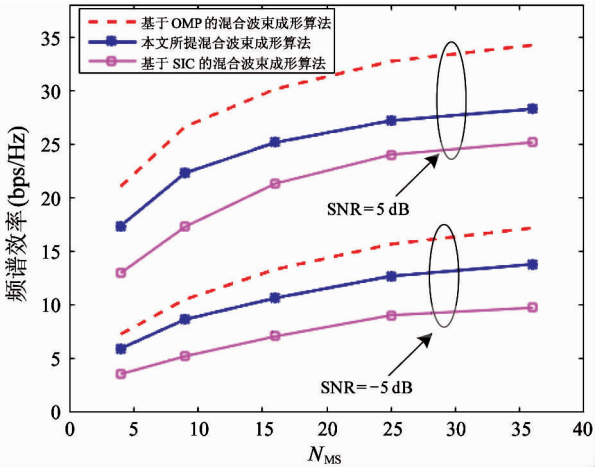


图 6 不同波束成形算法在不同  $N_{MS}$  下的频谱效率

由图可知,当基站发射天线或用户接收天线数量增加时,系统的频谱效率逐渐增大,这也体现了大规模天线阵列能够提升系统性能的优势。同时,仿真结果还表明,本文所提分离型子阵列混合波束成形算法的性能要优于基于 SIC 的混合波束成形算法,并且很接近基于 OMP 的共享型阵列混合波束成形算法。

3.2 硬件精度要求分析

在本文所提的分离型子阵列混合波束成形算法中,模拟预编码器  $\mathbf{W}_{RF}$  是由移相器网络构成的,本文在上面分析时假设移相器能够将信号调制到任意相位,然而,在现实情况中,由于硬件精度的限制,使得这种理想状态而很难达到,因此需要分析算法对硬件精度的要求情况。考虑量化模拟预编码矩阵  $\mathbf{W}_{RF}$  中各元素的相位信息,则实际相位取值可以表示为  $\varphi = 2\pi\tilde{m}/2^Q$ , 其中  $\tilde{m} = \arg \min_{m \in \{0, \dots, 2^Q-1\}} \left| \varphi - \frac{2\pi m}{2^Q} \right|$ ,  $Q$  表示量化程度。

图 7 给出了在不同  $Q$  值下本文所提混合波束成形算法的性能比较,由图可知,受实际硬件条件的限制,当模拟预编码器的相位经过量化后,本文所提算法的频谱效率有所损失,但是这种损失较小,当  $Q = 2$  时,即  $\mathbf{W}_{RF}$  的相位取值为  $\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}\}$  时,在相同信噪比条件下,其频谱效率减小不到 1bps/Hz。当  $Q$  的取值达到 3 以上时,本文所提混合波束成形算法在量化前后的频谱效率几乎相同,从而表明了

当硬件精度不高时,所提算法也能达到较好的性能,具有较好的应用价值。

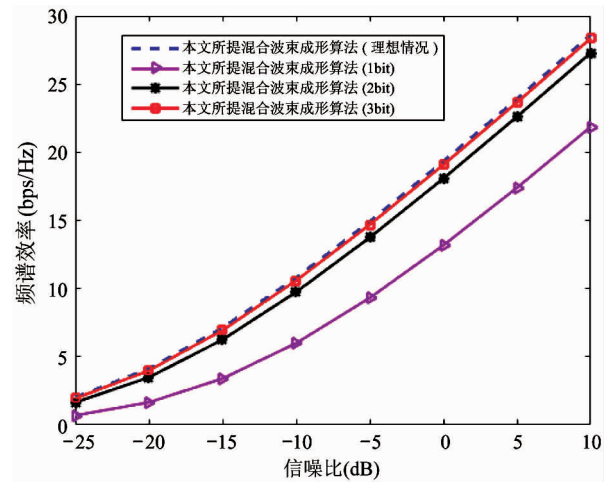


图 7 不同量化比特下的频谱效率

3.3 能量效率分析

为了进一步说明本文所提分离型子阵列混合波束成形算法的能耗优势,本文仿真对比了全数字波束成形算法、基于 OMP 的共享型阵列混合波束成形算法和本文所提分离型子阵列混合波束成形算法的能量效率。

能量效率的定义可以描述为频谱效率与能量消耗之间的比值,即

$$\eta = \frac{R}{P_{\text{总}}} \tag{15}$$

式中  $P_{\text{总}}$  表示系统消耗的总能量,根据系统传输模型的分析可知,全数字波束成形算法、共享型阵列混合波束成形算法和分离型子阵列混合波束成形算法的系统总能量消耗可以分别表示为

$$\begin{aligned} P_{\text{全数字}} &= P + N_{BS}P_{RF} + N_{BS}P_{AP} \\ P_{\text{共享型}} &= P + N_{RF}P_{RF} + N_{RF}N_{BS}P_{PS} + N_{BS}P_{AP} \\ P_{\text{分离型}} &= P + N_{RF}P_{RF} + N_{RF}P_{PS} + N_{BS}P_{AP} \end{aligned} \tag{16}$$

式中  $P_{RF}$ 、 $P_{AP}$  和  $P_{PS}$  分别表示 RF 链路、放大器和移相器所消耗的能量,本文在仿真分析时,各部件的能耗取值如表 1 所示。

在基站和接收终端天线数量分别为  $N_{BS} = 144$  和  $N_{MS} = 16$  的  $144 \times 16$  的系统中,当数据流  $N_s = 2$ 、信噪比  $SNB = 0\text{dB}$  时,对比了全数字波束成形算

表 1 系统各部件能耗取值

| 系统部件                         | 值   |
|------------------------------|-----|
| 信号发射功率 $P$ (W)               | 10  |
| RF 链路能耗 $P_{\text{RF}}$ (mW) | 100 |
| 放大器能耗 $P_{\text{AP}}$ (mW)   | 100 |
| 移相器能耗 $P_{\text{PS}}$ (mW)   | 10  |

法、共享型阵列混合波束成形算法和分离型子阵列混合波束成形算法的能量效率随 RF 链路数量的变化情况,其仿真结果如图 8 所示。由图可知,尽管全数字波束成形算法的频谱效率较高,但是由于该算法中系统所需的 RF 链路数量与天线数量相同,导致系统所消耗的能量较大,因此其能量效率较差。在基于 OMP 的共享型阵列混合波束成形算法中,由于其所需的 RF 链路数量较少,因此在  $N_{\text{RF}}$  较小时,其能量效率要高于全数字波束成形算法。然而,随着 RF 链路数量的增加,共享型阵列混合波束成形算法的能量效率逐渐下降,当 RF 链路数量大于 10 时,其能量效率要比全数字波束成形算法更差,这是因为在共享型阵列混合波束成形算法中,系统所需的移相器数量与  $N_{\text{RF}}N_{\text{BS}}$  成正比,当 RF 链路数量增多时,系统所需的移相器数量急剧增加,导致系统的能量消耗增大,从而降低了系统的能量效率。同时,仿真结果表明,本文所提分离型子阵列混合波束成形算法的能量效率要高于共享型阵列混合波束成形算法和全数字波束成形算法,尤其是在 RF 链路数量较多时,其能量效率优势较为明显。这是因为在分离型子阵列混合波束成形算法的系统结构中,移

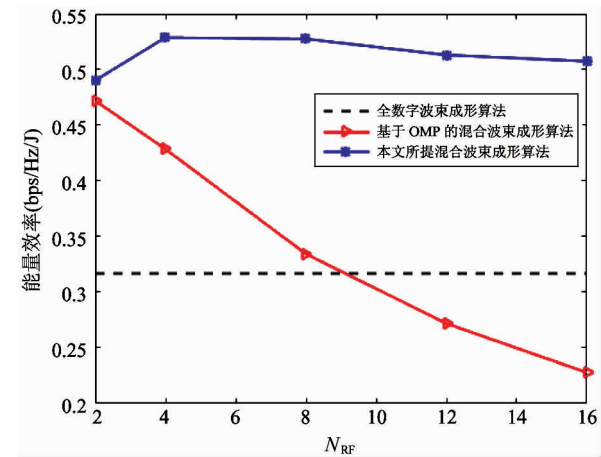


图 8 不同波束成形算法对应的能量效率

相器数量只与  $N_{\text{RF}}$  成正比,当  $N_{\text{RF}}$  增大时,其数量增加不多,因此其能量消耗较小。

4 结 论

本文针对大规模 MIMO 系统中共享型阵列混合波束成形算法所需移相器较多而导致系统结构复杂和能耗较高的问题,提出了一种分离型子阵列的混合波束成形算法。该算法采用分步设计的思想,首先根据模拟预编码矩阵为块对角矩阵的结构特点,将天线阵列分解成若干个独立的子阵列,然后依次设计出每一个天线子阵列的预编码矩阵,最后在模拟预编码矩阵的基础上,采用标准的凸优化算法设计出数字预编码矩阵。仿真结果表明,本文所提混合波束成形算法的频谱效率要优于基于 SIC 的分离型混合波束成形算法,并且非常接近基于 OMP 的共享型阵列混合波束成形算法,同时本文所提算法的能量效率要优于全数字波束成形算法和共享型阵列混合波束成形算法,具有较好的应用价值。为了分析简便,本文仅研究了单用户的应用场景,针对多用户的应用场景提出有效的混合波束成形算法将是下一步的研究重点。

参考文献

[ 1 ] Akpakwu G A, Silva B J, Hancke G P, et al. A survey on 5G networks for the Internet of things: communication technologies and challenges[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 3619-3647

[ 2 ] Tian L, Liu C, Wan Y, et al. Energy efficiency analysis of base stations in centralized radio access networks[C]. In: *IEEE Global Conference on Signal and Information Processing*, Orlando, USA, 2015. 133-136

[ 3 ] Sun B, Zhou Y, Tian L, et al. Successive interference cancellation based channel estimation for massive MIMO systems[C]. In: *IEEE Global Communications Conference*, Singapore, 2017. 1-6

[ 4 ] Panwar N, Sharma S, Singh A K, et al. A survey on 5G[J]. *Physical Communication*, 2016, 18(P2): 64-84

[ 5 ] Rappaport T S, Sun S, Mayzus R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work![J]. *IEEE Access*, 2013, 1(1): 335-349

[ 6 ] Wei L, Hu R Q, Qian Y, et al. Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2014, 21(6): 136-

- 143
- [ 7 ] Heath R W, González-Prelcic N, Rangan S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3):436-453
  - [ 8 ] 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
  - [ 9 ] 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[J]. 高技术通讯,2013,23(11):1117-1123
  - [10] Tsang Y M, Poon A S, Addepalli S, et al. Coding the beams: improving beamforming training in mmWave communication system[C]. In: IEEE Global Communications Conference, Kathmandu, Nepal, 2011. 1-6
  - [11] Alkhateeb A, Leus G, Heath R W, et al. Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(11): 6481-6494
  - [12] 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
  - [13] Bogale T E, Le L B. Beamforming for multiuser massive MIMO systems: digital versus hybrid analog-digital[C]. In: IEEE Global Communications Conference, Austin, USA, 2014. 4066-4071
  - [14] Kim T, Park J H, Seol J Y, et al. Tens of Gbps support with mmWave beamforming systems for next generation communications[C]. In: IEEE Global Communications Conference, Atlanta, USA, 2013. 3685-3690
  - [15] Ayach O E, Rajagopal S, Abu-Surra S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3):1499-1513
  - [16] Dai L, Gao X, Quan J, et al. Near-optimal hybrid analog and digital precoding for downlink mmWave massive MIMO systems[C]. In: 2015 IEEE International Conference on Communications, London, UK, 2015. 1334-1339
  - [17] Ni W, Dong X. Hybrid block diagonalization for massive multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(1):201-211
  - [18] 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
  - [19] 徐顺清,石晶林,张宗帅,等. 基于大规模 MIMO 的共享型阵列混合波束成形算法[J]. 高技术通讯, 2018, 28(9-10):763-770
  - [20] Vui H H, Son P T. Global optimization of polynomials using the truncated tangency variety and sums of squares[J]. *Siam Journal on Optimization*, 2008, 19(2): 941-951

## Partially-connected sub-arrays hybrid beamforming based on millimeter wave massive MIMO

Xu Shunqing<sup>\* \* \* \* \*</sup>, Shi Jinglin<sup>\* \* \* \* \*</sup>, Zhang Zongshuai<sup>\* \* \* \* \*</sup>, Long long<sup>\* \* \* \* \*</sup>, Ren Junwei<sup>\*\*\*\*</sup>

(<sup>\*</sup> Beijing Key Laboratory of Mobile Computing and Pervasive Device, Beijing 100190)

(<sup>\*\*</sup> Institute of Computing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

(<sup>\*\*\*</sup> University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)

(<sup>\*\*\*\*</sup> Samsung R&D Institute China-Beijing (SRC-B), Beijing 100028)

### Abstract

In view of the complicated structure and the huge energy consumption of the hybrid beamforming algorithm based on fully-connected array in millimeter wave massive MIMO (multiple input multiple output) system, a hybrid beamforming algorithm based on partially-connected sub-arrays, which adopts the idea of step by step design, is proposed. The first step is to decompose the antenna array into several independent sub-arrays according to the structure characteristics of the analog precoding matrix, and then design the precoding matrix of each sub-array. In the second step, on the basis of the analog precoding matrix, the standard convex optimization algorithm is used to design the digital precoding matrix. The simulation results show that the proposed hybrid beamforming algorithm can achieve the satisfying spectrum efficiency, as well as, its energy efficiency is superior to full digital beamforming algorithm and fully-connected array hybrid beamforming algorithm.

**Key words:** massive multiple input multiple output (MIMO), radio frequency (RF) chain, phase shifters, spectrum efficiency, energy efficiency