

doi:10.13756/j.gtxyj.2019.01.011

无线通信技术

一种新的迫零自适应混合预编码算法

段会兰,战金龙,王金伏

(西安邮电大学 陕西省信息通信网络及安全重点实验室,西安 710121)

摘要:毫米波大规模多输入多输出系统由于混合预编码可以大大减少射频链路的使用,解决全数字预编码造成的硬件损耗,而且性能接近全数字预编码而成为目前研究的热点。文章提出利用自适应连接网络,在模拟域和数字域均采用迫零算法,从而进一步降低硬件成本。在瑞利衰落信道和稀疏散射毫米波信道分别对提出的算法进行了仿真,仿真结果表明,该算法能够在自适应连接网络结构中实现更好的性能,比同结构自适应算法具有更高的频谱效率,性能更加逼近全数字预编码。

关键词:大规模多输入多输出;毫米波;混合预编码;自适应连接;模拟预编码

中图分类号:TN929.53 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-8788(2019)01-0066-05

A New Zero-Forcing Adaptive Hybrid Precoding Algorithm

DUAN Hui-lan, ZHAN Jin-long, WANG Jin-fu

(Shaanxi Key Laboratory of Information Communication Network and Security,
Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China)

Abstract: In a millimeter wave massive Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) system, hybrid precoding has become a hot research topic because it can greatly reduce the use of radio frequency links, and solve the hardware loss caused by full digital precoding. In addition, the performance is close to full digital precoding. This paper proposes to use an adaptive connection network, using Zero-Forcing (ZF) algorithm in both analog and digital domains, which can further reduce the hardware costs. The proposed algorithm is simulated on the Rayleigh fading channel and the sparsely scattered millimeter wave channel. The simulation results show that the proposed algorithm can achieve better performance in the adaptive connection network structure, and has higher spectral efficiency than the same structure adaptive algorithm. It also shows that the performance is closer to full digital precoding.

Key words: massive MIMO; millimeter wave; hybrid precoding; adaptive connection; analog precoding

0 引言

大规模多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术在基站端配备数百根甚至上千根天线,也就是采用大规模天线阵列,其相对于传统的MIMO技术天线数目大大增加,可以获得较高的阵列增益,从而可以提高系统的频谱利用率^[1-3]。毫米波频段在30~300 GHz,有着丰富的频谱资源,而毫米波频率很高,在传播过程中会有严重的路径损耗,但其波长短,可使基站端在同样面积上能更加方便地配备大量天线,利用大规模MIMO提供的阵列增益补偿传播损耗,从而实现毫米波与大规模MIMO技术的结合^[4-5]。

在毫米波大规模MIMO系统中,已知信道状态信息,对发送信号进行预编码处理可以进一步提高系统的频谱效率。传统的预编码技术一般在数字基带端进行,每一根天线配备一个射频链路,这就需要

大量的射频链路,因而实现成本较高^[6-8]。混合预编码技术将预编码的设计转化为数字和模拟预编码两部分,可以有效地减少射频链路的数目,从而降低实现成本^[9],其性能接近于全数字预编码。

文献[10]基于大规模MIMO多用户系统,提出了一种低复杂度的混合预编码方案,称为相控迫零(Phase Zero-Forcing, PZF)算法,此方案将预编码的设计转化为数字和模拟预编码两部分分别进行设计,模拟预编码通过模拟移相器和射频相加器连接到天线,计算复杂度降低,其性能接近于全数字预编码,减少了部分射频链路的使用,但是实现复杂度依然很高,成本也很高,且没有考虑适应等效信道时天线增益的损失。文献[11]介绍了传统线性预编码方案,考虑到等效信道的正交性来获得天线增益,其性能优于PZF算法。上述传统混合预编码方案中应用的结构仍需要众多的模拟移相器和射频相加器,实现的复杂度也极大增加。文献[12]提出了一种多

收稿日期:2018-07-19

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61501371);国家科技重大专项资助项目(2017ZX03001012-005);陕西省创新人才推进计划资助项目(2017KCT-30-02)

作者简介:段会兰(1994—),女,山东临沂人。硕士,主要研究方向为大规模MIMO、毫米波通信和混合预编码。

通信作者:段会兰,硕士。E-mail: dhlpeace@163.com

用户自适应混合预编码方案,称为多用户自适应模拟预编码(Multi-User Adaptive Analog Precoding, MU-AAP)算法,在射频链路和模拟移相器之间添加自适应网络,并且不需要相加器,射频链路的数量减少,实现成本及复杂度降低,其性能接近低复杂度的混合预编码。

在本文中,混合预编码的设计采用多用户大规模 MIMO 自适应连接结构,通过自适应网络,射频链路通过部分模拟移相器和部分天线相连,不需要射频相加器。此混合预编码的设计分为模拟和数字预编码两部分,在模拟域中利用传统的线性预编码方法来控制相位;在数字域中采用相同的线性预编码方法抑制多用户间的干扰。该方案不仅降低了实现成本及复杂度,还考虑到等效信道的正交性从而获得天线增益并减少用户间干扰,其性能更加接近于低复杂度混合预编码和全数字预编码。

本文中所用符号说明如下: $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别为矩阵的转置和共轭转置; $\|\cdot\|_F$ 为取 F 范数; $|\cdot|$ 为取模; $\text{tr}(\cdot)$ 为求迹。

1 系统模型

在下行多用户大规模 MIMO 系统中,假设基站完全已知信道状态信息,在基站端配备 N 根天线,用户数为 K ,每个用户接收天线为单天线,自适应混合预编码结构的系统模型如图 1 所示。

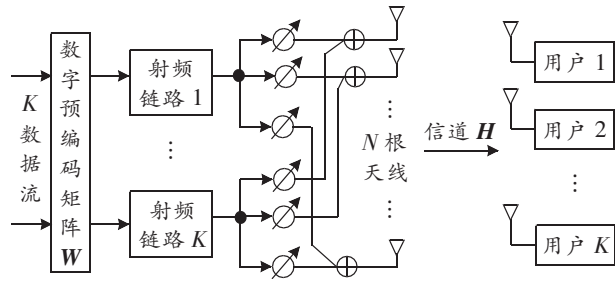


图 1 传统混合预编码结构系统模型

K 个用户的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

式中: $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_K] \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 为基站与 K 个用户之间的下行链路信道矩阵; $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1 \ \mathbf{f}_2 \ \cdots \ \mathbf{f}_K] \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 为模拟预编码矩阵; $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \cdots \ \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 为数字预编码矩阵;为保证总的发射功率恒定,应满足归一化条件 $\|\mathbf{F} \mathbf{W}\|_F^2 = K$; $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 为发送信号,满足 $E\{\mathbf{s} \mathbf{s}^H\} = \frac{P}{K} \mathbf{I}_K$, P 为基站发射的总功率, $\mathbf{I}_K$ 为单位矩阵; $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \cdots \ n_K]^T$ 为加性高斯白噪声向量, $n_k \in$

$N(0, \sigma_k^2)$ 为第 k 个用户的噪声。

因此,第 k 个用户的信干噪比(Signal-to-Interference-Plus-Noise-Ratio, SINR)可以表示为

$$R_{\text{SIN}}^k = \frac{\frac{P}{K} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{F} \mathbf{w}_k|^2}{\sigma_k^2 + \sum_{i \neq k} \frac{P}{K} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{F} \mathbf{w}_i|^2}, \quad (2)$$

相应地第 k 个用户的下行链路可实现速率为

$$R_k = E[\log_2(1 + R_{\text{SIN}}^k)]. \quad (3)$$

在毫米波系统的稀疏散射毫米波信道中,本文采用基于扩展的 Saleh-Valenzuela 的几何信道模型^[4-5]。假设几何信道模型中包含有 L 个散射簇,每个散射簇包含单条传播路径,则第 k 个用户的信道可以表示为

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{N}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_l^k \mathbf{a}^H(\varphi_l^k), \quad (4)$$

式中: α_l^k 为第 l 条路径的复增益(假设满足 $\alpha_l^k \sim N(0, 1)$); $\mathbf{a}(\varphi_l^k)$ 为基站端的阵列响应矢量。本文使用均匀线性阵列,阵列响应矢量可简单表示为

$$\mathbf{a}(\varphi_l^k) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varphi)}, \dots, e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varphi)}]^T, \quad (5)$$

式中: j 为虚数单位; d 为天线间距; λ 为波长; $\varphi_l^k \in [0, 2\pi]$ 为第 l 条路径离开基站的方位角。

2 混合预编码方案

2.1 传统的混合预编码

混合预编码的结构有两种:全连接型和部分连接型。大部分的混合预编码应用全连接型结构(见图 1),即每根天线通过 K 个模拟移相器和一个射频相加器连接到所有 K 个射频链路,其性能优于部分连接型结构,如图 2 所示,但此种结构一共需要 $N \times K$ 个模拟移相器和 N 个射频相加器,所需成本较高,在实际应用中难以实现。

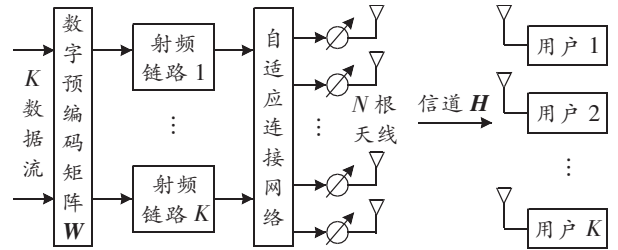


图 2 自适应混合预编码结构系统模型

混合预编码的设计分模拟和数字预编码两部分进行,具体而言,首先模拟预编码的矩阵 $\mathbf{F}$ 通过下行链路信道矩阵 $\mathbf{H}^T$ 设计或者预定义码本设计,得

到下行链路的等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$; 用线性预编码方法设计数字预编码矩阵 $\mathbf{W}$ 来消除多用户间的干扰。

在大规模 MIMO 系统中, 应用线性预编码方案可以以低得多的复杂度实现合理的性能, 其中基于迫零 (Zero-Forcing, ZF) 算法的预编码方案尤为突出。当系统受干扰限制时, 与干扰相比噪声可以忽略不计, 当基站端配备的天线数目增大时, 信道矩阵的各列将趋于正交, 由于空间的分割, 用户之间将会变的互不相关, 所以基于 ZF 算法的预编码可以实现更好的性能。基于 ZF 算法的预编码矩阵可以表示为

$$\mathbf{A} = \beta \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1}, \quad (6)$$

式中: $\beta = \sqrt{\frac{P}{\text{tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}}}$ 为功率控制因子; P 为发射功率。

2.2 本文提出的混合预编码方案

2.2.1 自适应混合预编码

自适应混合预编码的系统模型如图 2 所示, 在射频链路和模拟移相器之间添加自适应网络, 不需要射频相加器, 其目的是将模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}$ 与下行链路信道矩阵 $\mathbf{H}^T$ 进行匹配, 以提高用户的下行链路可实现速率。模拟预编码矩阵实际上包含自适应连接网络和 N 个模拟移相器, 自适应连接网络决定模拟预编码矩阵中非零元素的位置, 模拟移相器确定非零元素的相位, 需要满足以下两个限制条件:

$$\sum_{m=1}^N |f_{k,m}| = M, \quad (7)$$

$$\sum_{k=1}^K |f_{k,m}| = 1. \quad (8)$$

第 1 个限制条件式(7)保证每个射频链路通过 M 个模拟移相器与 M 根天线相连接, 此处取 $M=N/K$ 为整数; 第 2 个限制条件式(8)保证每根天线只通过一个模拟移相器与一个射频链路相连接。

实际中, 联合设计模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}$ 和数字预编码矩阵 $\mathbf{W}$ 太过复杂, 本文分别对其进行了设计。在模拟域使用线性预编码方法 ZF 算法来设计模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}$, 所获得的等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 可以采用与原始信道矩阵 $\mathbf{H}^T$ 近似的正交特性来更好地保护天线增益; 在数字域采用相同的线性预编码方法 ZF 算法得到数字预编码矩阵 $\mathbf{W}$ 来减小用户间的干扰

$$\sum_{i \neq k} \frac{P}{K} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{F} \mathbf{w}_i|^2.$$

2.2.2 模拟预编码的设计

通过提取线性预编码 $\mathbf{A} = (\mathbf{H}^T)^H [\mathbf{H}^T (\mathbf{H}^T)^H]^{-1}$

的相位来设计模拟预编码矩阵, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2 \ \cdots \ \mathbf{a}_K] \in \mathbb{C}^{K \times M}$, 所获得的等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{H}^T \mathbf{F}$, $\mathbf{H}_{\text{eq}} = [\bar{\mathbf{h}}_1 \ \bar{\mathbf{h}}_2 \ \cdots \ \bar{\mathbf{h}}_K] \in \mathbb{C}^{K \times K}$, 其中第 k 列 $\bar{\mathbf{h}}_k$ 为基站与第 k 个用户的等效信道增益。因此, 考虑每个用户对应的等效信道增益, 可以得到 K 个不同的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}$ 。然而, 所有的用户是共用相同的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}$, 为保证用户间的公平性, 将 $\mathbf{F}$ 分解成 K 列进行设计, $\mathbf{F}$ 的第 k 列与第 k 个用户的下行链路信道进行匹配, 在式(7)和(8)的限制条件下可以表示为

$$\mathcal{R}_{f_k}^{(k)} : \arg \max_{f_k} \{ |\mathbf{h}_k^T \mathbf{f}_k| : (7), (8) \}. \quad (9)$$

由于上述条件式(7)的限制, $\mathbf{h}_k$ 中所有 N 个元素中只有 M 个是有效的。因此, 利用线性预编码 $\mathbf{A}$ 来设计模拟预编码矩阵时, 选取 $\mathbf{a}_k$ 中幅度最大的元素是最有效的

$$m_0 = \arg \max_{1 \leq m \leq N} \{ |a_{k,m}| : \sum_{k'=1}^K |f_{k',m}| = 0 \}, \quad (10)$$

式中, m_0 为 $\mathbf{a}_k$ 中幅度最大的元素的位置; 约束 $\sum_{k'=1}^K |f_{k',m}| = 0$ 是为了确保第 m 个模拟移相器只与一个射频链路连接。

依次对所有 K 个用户执行式(10)进行相位的提取, 然而这样会对最后一个用户不公平, 最后一个用户只剩 M 个索引, 并没有执行式(10)。为了保证用户间的公平性, 本文依次对所有用户执行一次式(10), 外部循环 M 次, 算法的伪代码如下:

输入: 线性预编码矩阵 $\mathbf{A}$;

输出: 模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}$;

(1) $f_{k,m} = 0$, $1 \leq k \leq K$, $1 \leq m \leq N$;

(2) for $i = 1$ to M do;

(3) for $k = 1$ to K do;

(4) $m_0 = \arg \max_m \{ |a_{k,m}| : \sum_{k'=1}^K |f_{k',m}| = 0 \}$;

(5) $f_{k,m_0} = e^{j \frac{a_{k,m_0}}{|a_{k,m_0}|}}$;

(6) end for;

(7) end for.

2.2.3 数字预编码的设计

当模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}$ 固定时, 数字预编码矩阵 $\mathbf{W}$ 的设计实际上变成传统的预编码问题以消除用户间干扰 $\sum_{i \neq k} \frac{P}{K} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{F} \mathbf{w}_i|^2$ 。因此, 本文采用传统的线性预编码方法 ZF 算法来设计数字预编码矩阵 $\mathbf{W}$, 可以表示为

$$\mathbf{W} = \sqrt{\delta} (\mathbf{H}_{\text{eq}})^H [\mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}})^H]^{-1}, \quad (11)$$

为了满足功率归一化, 式中, $\delta = K / \|\mathbf{F}(\mathbf{H}_{\text{eq}})^H [\mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}})^H]^{-1}\|_F^2$ 。

3 仿真结果

在多用户大规模 MIMO 系统中, 假设发射天线数目为 $N=256$, 用户数为 $K=8$, 本文所提自适应混合预编码算法相较于文献[10]的传统混合预编码方案能够将模拟移相器的数目由 2 048 减少至 256, 并且不需要 256 个射频加相器; 相较于全数字预编码, 本文所提算法需要射频链路 $N=256$, 大大减少了射频链路的使用, 而且自适应连接网络可以由数字芯片控制的交换网络实现, 计算复杂度低。

将本文提出的自适应混合预编码算法与全数字预编码、PZF 算法^[10]以及 MU-AAP 算法^[12]进行比较, 仿真条件如表 1 所示。

表 1 仿真参数

参 数	数 值
用户数目 K	4
单用户接收天线数 N_r	1
散射簇 L	10
天线间距 d	$\lambda/2$

图 3 所示为在瑞利衰落信道条件下, 当 $N=128, K=4, N_r=1$ 时, 不同预编码算法的频谱效率与信噪比的关系曲线。由图可知, 本文所提算法在瑞利衰落信道条件下优于同种自适应结构的文献[12]中提出的 MU-AAP 算法; 与文献[10]中提出的 PZF 算法相比, 硬件成本显著降低。

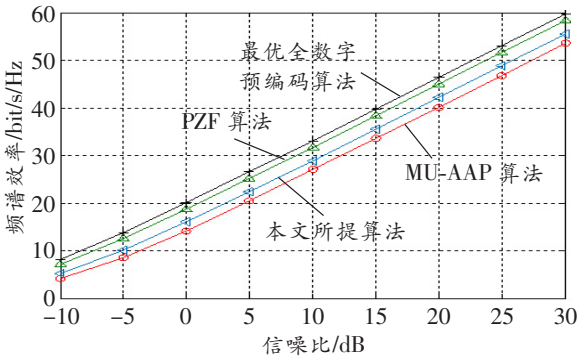


图 3 瑞利衰落信道条件下, $N=128, K=4, N_r=1$ 时, 不同预编码算法的频谱效率与信噪比关系图

图 4 所示为稀疏散射毫米波信道中, 当 $N=128, K=4, N_r=1, L=10, d=\lambda/2$ 时, 不同预编码算法的频谱效率与信噪比的关系曲线。由图可知, 本

文所提算法在稀疏散射毫米波信道中, 性能优于 MU-AAP 算法^[12]; 与最优全数字预编码算法和 PZF 算法^[10]相比, 性能略有损失, 但实现的成本大大降低。

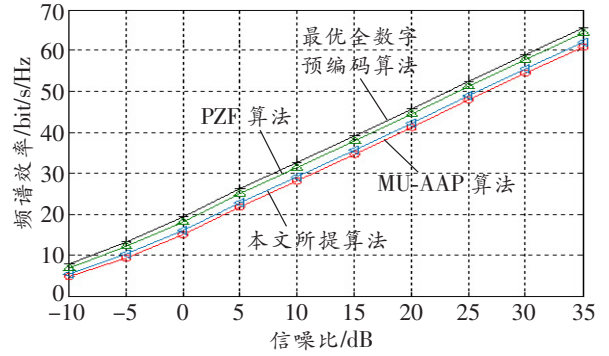


图 4 稀疏散射毫米波信道中, $N=128, K=4, N_r=1, L=10, d=\lambda/2$ 时, 不同预编码算法的频谱效率与信噪比关系图

图 5 所示为在瑞利衰落信道条件下, 当 $K=4, N_r=1$, 总发射信噪比为 10 dB 时, 不同预编码算法在不同基站天线数目下的用户平均频谱效率情况。由图可知, 本文所提算法在瑞利衰落信道条件下优于 MU-AAP 算法^[12], 与文献[10]中提出的 PZF 算法性能只有 0.5 bit/s/Hz 的差距, 并且大大降低了实现成本。

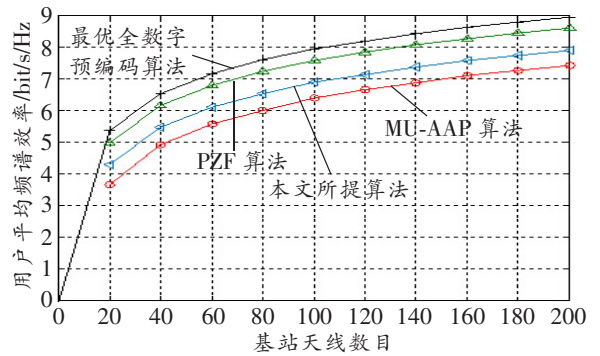


图 5 瑞利衰落信道条件下, $K=4, N_r=1$, 总发射信噪比为 10 dB 时, 不同预编码算法的用户平均频谱效率与基站天线数目关系图

图 6 所示为在稀疏散射毫米波信道中, 当 $K=4, N_r=1, L=10, d=\lambda/2$ 时, 不同预编码算法在不同基站天线数目下的用户平均频谱效率情况。由图可知, 本文所提算法性能优于 MU-AAP 算法^[12]; 与最优全数字预编码算法和 PZF 算法^[10]相比, 性能略有损失, 但实现成本大大降低。

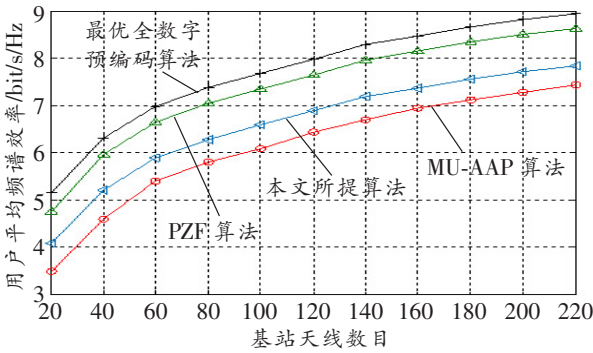


图 6 稀疏散射毫米波信道中, $K=4, N_r=1, L=10, d=\lambda/2$ 时, 不同预编码算法的用户平均频谱效率与基站天线数目关系图

4 结束语

为了降低硬件损耗和实现成本,提高系统的频谱效率,本文提出了在多用户毫米波大规模 MIMO 系统中的一种自适应混合预编码算法。该算法运用自适应连接网络结构,在模拟域和数字域采用相同的线性预编码方法,利用等效信道的正交性来获得天线增益,减少用户间干扰;同时减少了射频链路的使用,不需要使用射频相加器,成本和实现复杂度均得到降低。仿真结果表明,在瑞利衰落信道和稀疏散射毫米波信道中,本文所提算法均优于 MU-AAP^[12],与最优全数字预编码算法和 PZF 算法^[10]相比,性能略有损失,然而实现的成本大大降低。在后续的研究中将考虑毫米波大规模 MIMO 系统中多用户多接收天线加入自适应连接网络性能的提 升,降低实现的复杂度。

参考文献:

[1] 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.

[2] Marzetta T L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11):3590—3600.

[3] Rusek F, Persson D, Lau B K, et al. Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays[J]. Signal Processing Magazine IEEE, 2012, 30(1):40—60.

[4] 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.

[5] Rangan S, Rappaport T S, Erkip E. Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges [J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(3):366—385.

[6] Khan F, Pi Z, Rajagopal S. Millimeter-Wave Mobile Broadband with Large Scale Spatial Processing for 5G Mobile Communication[C]// 2012 50th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton). Allerton, UK; IEEE, 2013: 1517—1523.

[7] Roh W, Seol J Y, Park J, et al. Millimeter - Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2):106—113.

[8] Han S, Chih-Lin I, Xu Z, et al. Large-Scale Antenna Systems with Hybrid Analog and Digital Beamforming for Millimeter Wave 5G [J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(1):186—194.

[9] 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.

[10] Liang L, Xu W, Dong X. Low-Complexity Hybrid Precoding in Massive Multiuser MIMO Systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(6): 653—656.

[11] Cai J, Rong B, Sun S. A Low Complexity Hybrid Precoding Scheme for Massive MIMO System[C]// 2016 16th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT). Qingdao, China; IEEE, 2016:638—641.

[12] Zhu X, Wang Z, Dai L, et al. Adaptive Hybrid Precoding for Multiuser Massive MIMO[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(4):776—779.