



基于 V-BLAST 的数字—模拟域混合预编码技术 在多用户大规模 MIMO 中的应用

张帅,战金龙,王曼,李敏捷

(西安邮电大学通信与信息工程学院,陕西 西安 710121)

摘要:在大规模 MIMO 系统中,全复杂度单一基带预编码(如全复杂度迫零预编码 FC-ZF)需要与天线阵元数目相同的射频链路,进而以高复杂度的硬件实施为代价,混合预编码(HP)技术可以大大降低射频链路数,且性能上接近全复杂度单一基带预编码技术,因此 HP 技术具有较高的研究价值。提出的自适应数字—模拟域混合预编码(自适应混合预编码/AHP)技术较传统数字—模拟域混合预编码(传统混合预编码)技术可以进一步有效地降低硬件的复杂度,并将其与 V-BLAST 技术相结合,可以同时获得阵列增益和复用增益。仿真结果表明,提出的方案具有较高的频谱效率、较低的硬件复杂度及比较理想的误码率性能。

关键词:大规模 MIMO; V-BLAST; 混合预编码; FC-ZF; AHP

中图分类号: TN929

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2016271

Digital and analog hybrid precoding technology combined with V-BLAST in multi-user massive MIMO system

ZHANG Shuai, ZHAN Jinlong, WANG Man, LI Minjie

School of Telecommunication and Information Engineering, Xi'an University of

Posts & Telecommunications, Xi'an 710121, China

Abstract: In the massive MIMO system, the only full digital baseband precoding (FD-BP) scheme (such as full complexity zero forcing) requires the same number of radio frequency(RF) chains as the number of antenna elements, which leads to extreme high hardware cost, the hybrid precoding can reduce the number of RF chain heavily and approach the performance of the FD-BP, so the hybrid precoding for massive MIMO is necessary and worth studying. The adaptive digital and analog hybrid precoding (AHP) can further reduce the hardware complexity compared with the conventional digital and analog hybrid precoding (conventional hybrid precoding)and which combined with V-BLAST can get the array gain and multiplexing gain simultaneously. Simulation results confirm the proposed scheme can obtain the higher spectral efficiency, the lower hardware complexity and more ideal BER performance.

Key words: massive MIMO, V-BLAST, hybrid precoding, full complexity zero forcing, AHP

收稿日期:2016-07-29;修回日期:2016-10-10

基金项目:国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(No.2014AA01A705);国家科技重大专项基金资助项目(No.2014ZX03003005-003);陕西省自然科学基金资助项目(No.2011JM8027);陕西省国际交流资助项目(No.2016KW-046)

Foundation Items: The National High-Tech R&D Program (863 Program) (No.2014AA01A705), The National Science and Technology Major Project of China(No.2014ZX03003005-003), The Natural Science Foundation of Shaanxi Province(No.2011JM8027), International Exchange Program of Shaanxi Province(No.2016KW-046)

1 引言

在大规模 MIMO 系统中线性预编码可以达到与非线性预编码几乎一样的性能^[1],但全复杂度单一基带预编码^[1,2]却需要与天线阵元数目相同的射频链路,这将以高复杂度的硬件设施为代价,目前已有大量关于如何减少硬件成本的文章^[3-8],混合预编码技术^[3-7]可以通过降低射频链路数目来达到减少硬件成本的目的。而本文提出的自适应混合预编码技术较传统混合预编码技术^[3-7]可进一步简化硬件的复杂度,将其与 V-BLAST 技术相结合可获得更高的频谱效率。

2 单用户混合预编码技术在大规模 MIMO 中的应用

2.1 传统单用户混合预编码技术

传统混合预编码结构($m \leq n \leq N_t$),如图 1 所示。

用户的接收信号为:

$$Y = HFWX + n \quad (1)$$

其中, $H \in C^{m \times N_t}$ 为天线阵到用户间的信道传输矩阵, $X = [S_1^T, S_2^T, \dots, S_m^T]^T$ 为信号发送矢量,且 $E[XX^H] = \frac{p}{m} I_m$, p 为天线阵发射功率; $F \in C^{N_t \times n}$ 为模拟预编码矩阵,且 $F = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j\phi_{ij}}$, 其中 ϕ_{ij} 为矩阵 H^H 的 (i,j) 元素所对应的相位^[4],然而在实际运

用中需要对 ϕ_{ij} 进行量化,目的是降低 APS 的实施成本^[9]。

若取精确度为 B ,则:

$$\phi = \frac{2\pi\hat{n}}{2^B}, \hat{n} = \arg \min_{\hat{n} \in \{0, \dots, 2^B - 1\}} \left| \phi - \frac{2\pi\hat{n}}{2^B} \right| \quad (2)$$

其中, $W \in C^{n \times n}$ 为数字预编码矩阵,因为在大规模 MIMO 中,线性数字预编码,如迫零(ZF)、最小均方误差(MMSE)、匹配滤波(MF)较非线性数字预编码几乎可以达到一样的性能^[1],所以数字预编码将采用 ZF 预编码,即:

$$W = H_{eq}^H (H_{eq} H_{eq}^H)^{-1} \Lambda, H_{eq} = HF \quad (3)$$

其中, Λ 为功率归一化对角矩阵,且满足 $\|FW\|_F^2 = m$, 上述即一种传统混合预编码技术^[4](PZF)。

2.2 自适应单用户混合预编码技术

由图 1 可知,传统混合预编码需要 $N_t \times n$ 个模拟移相器(APS)和 N_t 个加法器,而自适应混合预编码只需要 N_t 个 APS,且去除了 N_t 个加法器,这大大降低了硬件所消耗的成本。其本质只是模拟预编码的不同,下面对模拟预编码矩阵 F 进行分析。自适应混合预编码结构($m \leq n \leq N_t, \frac{N_t}{m}$ 为整数),如图 2 所示。

$F = [f_{11}, f_{12}, \dots, f_{1n}, \dots, f_{N_t1}, f_{N_t2}, \dots, f_{N_tn}]^T \in C^{N_t \times n}$, 其中 $f_i = [f_{i1}, f_{i2}, \dots, f_{in}]^T \in C^{n \times 1}$, $f_{i,j} = f_{i,j}^T$

(1) 若 $n=m$,可由限制条件(a)、(b)、(c)确定模拟预编码矩阵^[10]。

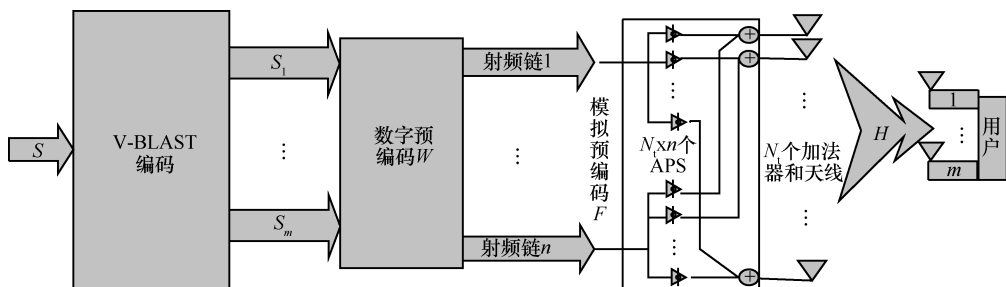


图1 传统混合预编码结构

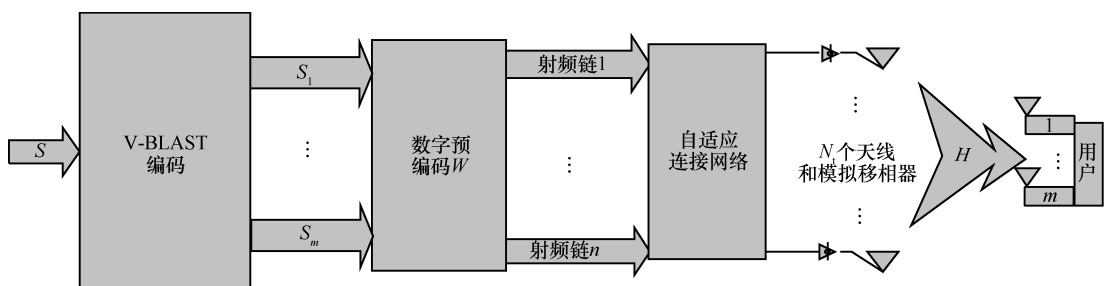


图2 自适应混合预编码结构



(a) $\sum_{j=1}^{N_i} |f_{ij}| = N$, 确保每个射频链通过 N 个模拟移相

器与 N 个天线相连, $N = \frac{N_i}{m}$ 。

(b) $\sum_{i=1}^n |f_{ij}| = 1$, 确保每个天线仅与一个射频链相连

(即 F 中的每行元素中只有 1 个不为 0)。

由 (a) 可知, F 中的每列元素只有 N 个不为 0, 其余全为 0, 如何确定每列中哪 N 个不为 0, 因为用户的接收信号可以表示为:

$$Y = HFWX + n \quad (4)$$

$H = [h_1, h_2, \dots, h_i, \dots, h_m]^T \in C^{m \times N_i}$, $h_i^T = [h_{i,1}, h_{i,2}, \dots, h_{i,N}] \in C^{1 \times N_i}$, $W \in C^{m \times m}$, 对每根接收天线来讲, 可通过 $\arg \max_{f_i} \{h_i^T f_i\}$ 来确定 f_i 。

$$(c) \arg \max_{f_i} \{h_i^T f_i\}.$$

由 (a) 不难发现, f_i 中只有 N 个有效值, 要想满足 $\max \{h_i^T f_i\}$, 那么 f_i 中的这 N 个有效值的位置与 h_{i,j_0} 的位置相对应, 且这 N 个元素分别取 h_{i,j_0} 的负相位 (h_{i,j_0} 分别为 h_i^T 中 N 个振幅最大元素), f_i 中的其他元素都赋值 0。若量化精确度为 B , 则:

$$j_0 = \arg \max_{1 \leq j \leq N_i} \{|h_{i,j}|\}, \sum_{\substack{i'=1 \\ i' \neq i}}^K |f_{i',j_0}| = 0, f_{i,j_0} = e^{\frac{-j2\pi n}{2^B}},$$

$$\hat{n} = \arg \min_{n \in \{0, 1, 2, \dots, 2^B - 1\}} \left| \frac{h_{i,j_0}}{|h_{i,j_0}|} - e^{\frac{j2\pi n}{2^B}} \right|$$

(2) 若 $n > m$, 只需将 F 中的后 $n-m$ 列的所有元素赋予 0 即可, 其前 m 列的取法与 A 相同。

若数字预编码采用迫零 (ZF) 方法, 则:

$$W = H_{eq}^H (H_{eq} H_{eq}^H)^{-1} \Lambda, H_{eq} = HF \quad (5)$$

其中, Λ 为功率归一化对角矩阵, 且满足 $\|FW\|_F^2 = m$, 那么上述方案即基于 ZF 的自适应混合预编码 (AHP_ZF)。

3 多用户混合预编码技术在大规模 MIMO 中的应用

3.1 单天线多用户混合预编码技术

单天线多用户混合预编码结构 ($K \leq n \leq N_i$), 如图 3 所示。

接收信号可以表示为:

$$Y = HFWX + n \quad (6)$$

$H = [h_1^T, h_2^T, \dots, h_k^T, \dots, h_K^T]^T \in C^{K \times N_i}$ 为天线阵到所有用户间的信道矩阵, 其中 $h_k \in C^{1 \times N_i}$ 为天线阵到用户 k 之间的信道矩阵; $F = [f_1, f_2, \dots, f_n] \in C^{N_i \times n}$ 为模拟预编码矩阵, 其取法与单用户相同, 这里不再做详细介绍; $X = [S_1^T, S_2^T, \dots, S_K^T]^T$ 为发送信号, $S_1, S_2, \dots, S_K$ 分别为 K 个用户的信息源, 且 $E[XX^H] = \frac{p}{K} I_K$, p 为天线阵发射功率; n 为加性高斯白噪声, 且 $n = [n_1^T, n_2^T, \dots, n_K^T]$, $\dots, n_K^T]^T$; $W = [w_1, w_2, \dots, w_k, \dots, w_K] \in C^{K \times n}$ 为数字预编码, 同理若数字预编码采用 ZF 方法, 则:

$$W = H_{eq}^H (H_{eq} H_{eq}^H)^{-1} \Lambda, H_{eq} = HF \quad (7)$$

其中, Λ 为功率归一化对角矩阵, 且满足 $\|FW\|_F^2 = K$ 。

第 K 个用户的接收信号为:

$$Y_k = h_k F W_k X + \sum_{j \neq k} h_k F W_j X + n_k \quad (8)$$

假设 $n_k \sim CN(0, \sigma_{n,k}^2)$, 那么第 K 个用户的信干噪比为:

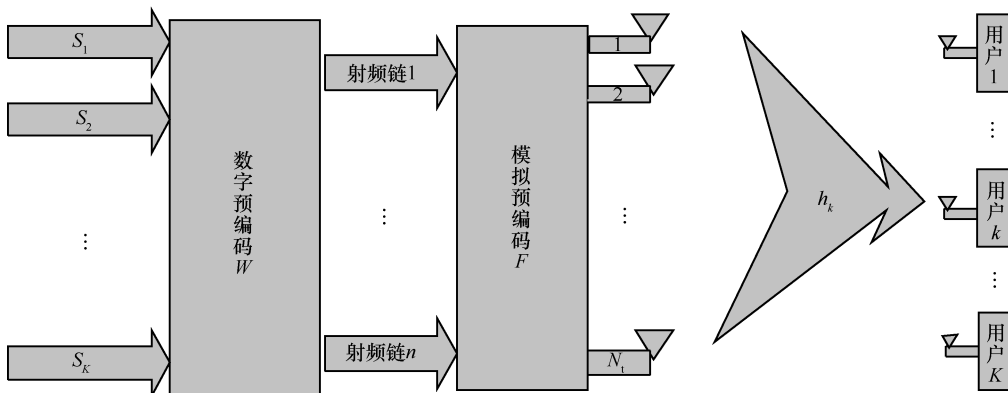


图3 单天线多用户混合预编码结构

$$SINR_k = \frac{\frac{P}{K} |h_k F W_k|^2}{\sigma_{n,k}^2 + \sum_{j \neq k} \frac{P}{K} |h_k F W_j|^2} \quad (9)$$

系统的频谱效率为^[3,6]:

$$R = \sum_{k=1}^K E[\ln(1 + SINR_k)] \quad (10)$$

3.2 基于 V-BLAST 的多天线多用户混合预编码技术

基于 V-BLAST 的多天线多用户混合预编码结构 $\frac{N_t}{K \times m}$

为整数, $m \leq n \leq N_t$, 如图 4 所示。

接收信号可以表示为:

$$Y = HFWX + n \quad (11)$$

$H = [h_1^T, h_2^T, \dots, h_k^T, \dots, h_K^T]^T \in C^{K \times N_t}$ 为天线阵到所有用户间的信道矩阵, 其中 $h_k \in C^{N_t \times N_t}$ 为天线阵到用户 k 之间的信道矩阵; $F = [f_1, f_2, \dots, f_n] \in C^{N_t \times n}$ 为模拟预编码矩阵, 其取法与单用户相同, 这里不再做详细介绍; $X = [S_{1-1}^T, \dots, S_{1-m}^T, \dots, S_{k-1}^T, \dots, S_{k-m}^T, \dots, S_{K-1}^T, \dots, S_{K-m}^T]^T$ 为发送信号, 且 $S_k = [S_{k-1}^T, \dots, S_{K-m}^T]^T, S_1, S_2, \dots, S_K$ 分别为 K 个用户的信息源, $E[XX^H] = \frac{P}{K_m} I_{K_m}$, P 为天线阵发射功率; 噪声 $n = [n_1^T, n_2^T, \dots, n_k^T, \dots, n_K^T]^T$; $W = [w_1, w_2, \dots, w_k, \dots, w_K] \in C^{n \times K_m}$ 为数字预编码, 若采用 ZF 方法, 则:

$$W = H_{eq}^H (H_{eq} H_{eq}^H)^{-1} \Lambda, H_{eq} = HF \quad (12)$$

其中, Λ 为功率归一化对角矩阵, 且满足 $\|FW\|_F^2 = K \times m$ 。

那么第 K 个用户的接收信号为:

$$Y_k = h_k F W_k X_k + \sum_{j \neq k} h_k F W_j X_j + n_k \quad (13)$$

假设 $n_k \sim CN(0, \sigma_{n,k}^2 I_m)$, 则第 K 个用户的频谱效率为^[11]:

$$R_k = \ln \left| I_m + \frac{P}{K \times m} C_k^{-1} h_k F W_k W_k^H F^H h_k^H \right| \quad (14)$$

其中, $C_k = \sum_{j \neq k} \frac{P}{K \times m} h_k F W_j W_j^H F^H h_k^H + \sigma_{n,k}^2 I_m$ 。

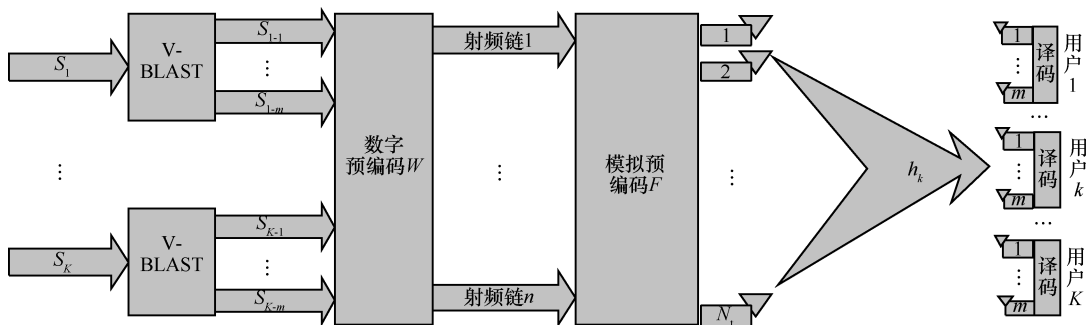


图 4 基于 V-BLAST 的多天线多用户混合预编码结构

系统的频谱效率为:

$$R = \sum_{k=1}^K R_k \quad (15)$$

4 性能仿真与分析

主要仿真参数见表 1。

表 1 主要仿真参数

参量	定义
天线阵元数目	$N_t=128$
调制方式	QPSK
用户数 K	4
信道	瑞利平坦衰落信道
噪声 n_k	$CN(0, \sigma_{n,k}^2 I_m)$
天线阵发射功率 p	1

根据仿真参数, 对多用户混合预编码性能进行仿真, 仿真结果如图 5~图 7 所示。由图 5 可以看出, 无论 PZF (precoding zero forcing) 或者 AHP-ZF (adoptire hy brid precoding zero forcing), 随着量化精确度 B 的提高, 其频谱效率逐渐接近各自未量化的理想值 (Unquantized and AHP-ZF, PZF), 且当 $B=2$ 时, 其量化值已完全接近理想值, 故在实施中可取 $B=2$ 。当信噪比为 20 dB 时, FC-ZF (full complexity zero forcing)、PZF、AHP-ZF 可获得的频谱效率分别为 46 bit/(s·Hz)、45 bit/(s·Hz)、40 bit/(s·Hz), 但 FC-ZF 的射频链路数却是 PZF 的 32 倍 (即 $128/4$), 而 PZF 却比 AHP-ZF 多出 $(K-1) \times N_t$ (即 3×128) 个 APS 和 N_t (即 128) 个加法器, 这充分地说明 AHP-ZF 方案在保证一定频谱效率的前提下, 可以大大地降低硬件的复杂度。

由图 6 可知, 当信噪比为 20 dB 时, FC-ZF、PZF、AHP-ZF 可获得的频谱效率分别为 84 bit/(s·Hz)、82 bit/(s·Hz)、64 bit/(s·Hz), 其频谱效率较图 5 几乎翻了 1 倍, 这充分地说明了采用 V-BLAST 技术可以进一步提高系统的频谱效率。仿真图 6 采用的是基于 2×2 V-BLAST 的多用户混合预

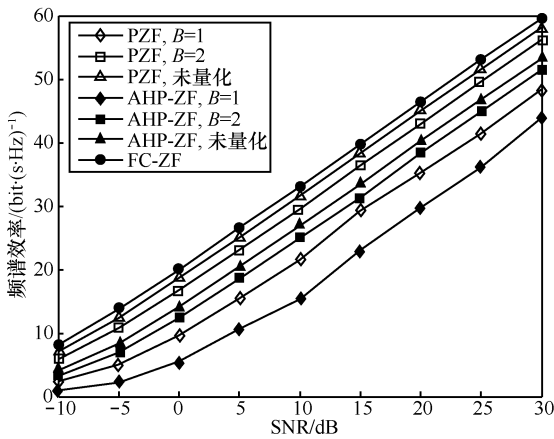
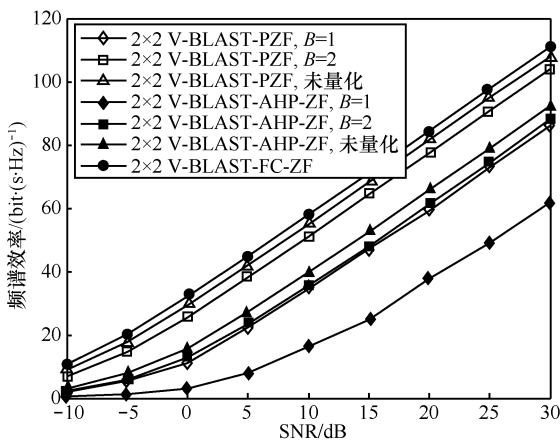
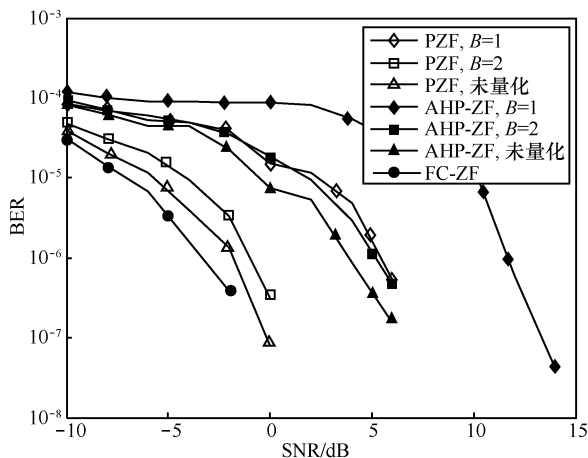


图5 单天线多用户混合预编码,射频链路数为4

图6 基于2x2 V-BLAST的多用户混合预编码频谱效率仿真
(射频链路数为8)

编码技术,即系统模型图4中每个用户的接收天线数 $m=2$;仿真图5是系统模型图3的体现。

图7 基于2x2 V-BLAST的多用户混合预编码频谱效率仿真
(射频链路数为8)

由图7可知,当信噪比为5 dB时,基于2x2 V-BLAST的AHP-ZF, $B=2$ 方案误码率性能已达到 10^{-6} ,这即意味着,基于V-BLAST的AHP-ZF方案在具有较高频谱效率,较低硬件复杂度的同时还具有比较理想的误码率性能,因此该方案具有很大的应用价值。

5 结束语

在大规模MIMO系统中,单一基带预编码技术需要以高复杂度的硬件实施为代价,而混合预编码技术却可以通过减少射频链路数来降低硬件复杂度,因此混合预编码技术在大规模MIMO系统中具有较高的研究价值。提出的AHP方案较传统混合预编码技术可进一步降低硬件的复杂度,并将其与V-BLAST技术相结合(即增加每个用户的接受天线数),可获得更高的频谱效率及比较理想的误码率性能;同时该方案还可以应用到其他更多的通信场景,例如中继协作通信系统以及多小区协作通信系统,因此该方案具有很大的应用价值。

参考文献:

- [1] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2012, 30(1): 40-60.
- [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] LEE Y Y, WANG C H, HUANG Y H. A hybrid RF/baseband precoding processor based on parallel-index-selection matrix-inversion-bypass simultaneous orthogonal matching pursuit for millimeter wave MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(2): 305-317.
- [4] LIANG L, XU W, DONG X. Low-complexity hybrid precoding in massive multiuser MIMO systems [J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2014, 3(6): 653-656.
- [5] KIM C, KIM T, SEOL J Y. Multi-beam transmission diversity with hybrid beamforming for MIMO-OFDM systems [C]//IEEE GLOBECOM Workshops, June 5-11, 2013, Universidade de Vigo, Spain. New Jersey: IEEE Press, 2013: 61-65.
- [6] KHALID F, SPEIDEL J. Robust hybrid precoding for multi-user MIMO wireless communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(6): 3353-3363.
- [7] RUSU C, MENDEZ-RIAL R, GONZALEZ-PRELCICY N, et al. Low complexity hybrid sparse precoding and combining in millimeter wave MIMO systems [C]// IEEE International Conference on Communications, June 8-12, 2015, Universidade de Vigo, Spain. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1340-1345.

- [8] 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.
- [9] KRIEGER J D, YEANG C P, WORNELL G W. Dense delta-sigma phased arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2013, 61(4): 1825-1837.
- [10] ZHU X, WANG Z, DAI L, et al. Adaptive hybrid precoding for multiuser massive MIMO [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(4): 1.
- [11] GOLDSMITH A, JAFAR S A, JINDAL N, et al. Capacity limits of MIMO channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(5): 684-702.

[作者简介]



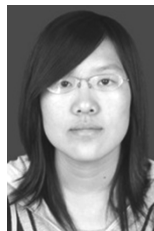
张帅(1990-),男,西安邮电大学通信与信息工程学院硕士生,主要研究方向为宽带无线通信。



战金龙(1979-),男,西安邮电大学副教授、硕士生导师,主要研究方向为大规模MIMO中的预编码技术、波束成形技术及信号检测技术等。



王曼(1991-),女,西安邮电大学通信与信息工程学院硕士生,主要研究方向为宽带无线通信。



李敏捷(1990-),女,西安邮电大学通信与信息工程学院硕士生,主要研究方向为宽带无线通信。