

基于压缩感知的MIMO-OFDM系统稀疏信道估计方法

王妮娜^{1,2,3}, 桂冠⁴, 苏泳涛^{1,2}, 石晶林^{1,2}, 张平¹

(1. 中国科学院计算技术研究所 北京 海淀区 100190; 2. 移动计算与新型终端北京市重点实验室 北京 海淀区 100190;

3. 北京邮电大学信息与通信工程学院 北京 海淀区 100876; 4. 电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

【摘要】在多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统中, 信号经过频率选择性衰落的信道后, 在接收端需要进行均衡和相干信号的检测, 故准确的信道估计量必不可少。传统的信道估计方法均基于信道抽头是密集型的假设, 利用线性重构算法, 如最小二乘(LS)或最小均方误差(MMSE)等, 可以达到Cramer-Rao下界(CRLB)。然而, 通过物理信道测量发现, 在实际通信系统中, 宽带信道抽头分布通常表现出稀疏特性。通过充分利用信道的稀疏特性, 该文将压缩感知中的CoSaMP重构算法应用于MIMO-OFDM系统的稀疏多径信道估计。在达到与传统的信道估计方法相同性能的前提下, 基于CoSaMP的信道估计方法以非常小的计算复杂度为代价, 大大减少了导频信号开销, 从而提高了频谱资源利用率。

关键词 压缩感知; MIMO-OFDM; 稀疏信道估计; 稀疏多径信道

中图分类号 TN911.23

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2013.01.014

Compressive Sensing-Based Sparse Channel Estimation Method for MIMO-OFDM Systems

WANG Ni-na^{1,2,3}, GUI Guan⁴, SU Yong-tao^{1,2}, SHI Jing-lin^{1,2}, and ZHANG Ping³

(1. Institute of Computing Technology, Chinese Academy of Sciences Haidian Beijing 100190;

2. Beijing Key Laboratory of Mobile Computing and Pervasive Device Haidian Beijing 100190;

3. School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications Haidian Beijing 100876;

4. School of Electronic and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract Channel equalization and coherent detection require accurate channel state information (CSI) at the receiver for multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) systems. The conventional linear recovery methods, such as least squares (LS) and minimum mean square error (MMSE), are widely adapted in channel estimation under the assumption of rich multipath. However, numerous physical measurements have verified that the practical multipath channels tend to exhibit sparse structures. In this paper, exploiting the channel sparsity, we propose a compressive sensing-based CoSaMP recovery algorithm for MIMO-OFDM sparse channel estimation. Simulations show that the compressive sensing estimation method can obtain the accurate CSI with fewer pilots than conventional linear estimation for MIMO-OFDM systems at the cost of less computational complexity. The proposed method can greatly improve the spectrum efficiency for MIMO-OFDM systems.

Key words compressive sensing; MIMO-OFDM; sparse channel estimation; sparse multipath channel

无线通信技术的快速发展, 使得正交频分复用(OFDM)技术和多输入多输出(MIMO)技术很快成为下一代移动通信系统的关键候选技术^[1-2]。OFDM系统具有频率利用率高、有效抵抗多径干扰和窄带干扰等优点^[3]; MIMO技术能有效提高系统容量和系统分集。在无线频谱资源异常稀缺的下一代通信环境中, 二者的结合是提高频谱资源利用率和对抗信道频率选择性衰落的有效方法之一。纵然

MIMO-OFDM系统具有诸多优点, 然而在具体实际应用中, 仍然面临很多问题。OFDM系统对同步误差甚为敏感, 在信号传输过程中, 由于信号受周围环境及障碍物影响, 产生不同程度地衰落和时延, 时间同步误差会造成符号间干扰(inter symbol interference, ISI), 频率同步误差会产生子载波间干扰(inter carrier interference, ICI)。另外, 由于支持多天线技术, 符号间干扰和码间干扰更加严重, 从

收稿日期: 2011-05-04; 修回日期: 2012-03-07

基金项目: 国家科技重大专项(2011ZX03003-003-02); 国家科技重大专项(2012ZX03001007-004); 北京市自然科学基金(4110001)

作者简介: 王妮娜(1984-), 女, 博士, 主要从事无线新技术方面的研究。

而验证影响系统性能^[4]。因此, 接收端需要获得精确的信道状态信息(CSI), 精确的信道估计起到尤为重要的作用。只有对信道特征有很好的了解, 才能有效克服干扰和失真。CSI的准确性直接影响无线通信系统的整体性能, 因此信道估计是可靠的无线通信系统中核心环节^[5-6]。

传统的线性信道估计方法, 如LS算法^[7]和MMSE算法^[8]等, 均基于多径信道密集型假设, 没有挖掘实际通信信道具有的潜在的稀疏性, 因此需要利用比整个信道变量更多的导频信号资源才能准确地估计信道, 但会导致频谱资源利用率降低。

近年来, 越来越多的物理信道测量发现, 无线宽带多径信道呈现稀疏特性, 即大部分能量集中在很少抽头上, 而很小一部分能量集中在大多数信道抽头上, 因此低于噪声门限^[9-12]。换言之, 充分利用信道的稀疏性这一先验信息, 就能利用较少的导频符号, 得到理想的信道估计效果, 从而提高频谱资源利用率。通过挖掘信道的稀疏特性, 文献[13]提出一种基于匹配追踪(matching pursuit, MP)算法的稀疏信道估计方法, 通过计算机仿真验证稀疏信道估计的有效性, 但是MP算法却不是很稳定。文献[14]提出了正交匹配追踪(OMP)^[15]的稀疏信道估计算法, 进一步提高了估计精度, 然而忽略了计算复杂度的改善和在多天线系统中的应用。随着压缩感知理论在应用数学和信号处理领域的广泛深入研究^[16-19], 如何运用压缩感知进行稀疏信道估计成为目前研究的热点^[20-22]。

本文的贡献是将压缩感知中的CoSaMP重构算法^[23]应用于MIMO-OFDM系统的稀疏多径信道估计。该算法通过利用多径信道具有的稀疏特性, 以很小的计算复杂度为代价, 使用比传统线性算法少得多的导频数目, 得到较高的信道估计精确度, 即以非常小的计算复杂度为代价换取较高的信道估计精度和频谱资源利用率; 此外, 本文还证明CoSaMP算法相比其他常用压缩感知重构算法具有更小的计算复杂度, 是压缩感知理论重构算法在信道估计应用中的极佳候选。

1 MIMO-OFDM系统模型

MIMO-OFDM系统模型如图1所示, 假设发射天线数为 N_T , 接收天线数为 N_R , 子载波个数为 K 。第 m 个发送天线与第 n 个接收天线之间的多径信道时域响应函数表示为:

$$\mathbf{h}_{nm} = \sum_{i=0}^{L-1} h_{nm}(i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (1)$$

式中, 信道矢量 $\mathbf{h}_{nm}$ 的长度为 L , 非零元素个数为 T , $h_{nm}(i)$ 和 τ_i 分别为第 i 径的复增益与时延, 且满足 $T \ll L$, 如图2所示。

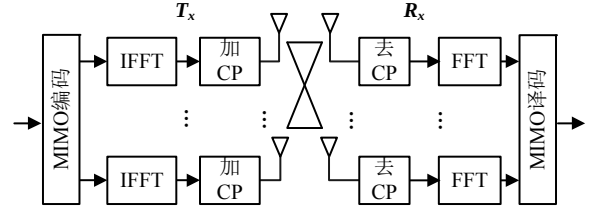


图1 MIMO-OFDM系统模型

在发送端, 第 m 个发送天线的OFDM调制信号 $x_m(k)$, ($m=1, 2, \dots, N_T; k=0, 1, \dots, K-1$) 进行IFFT, 并插入长度为 L_{CP} ($L_{CP} \geq L-1$) 的循环前缀, 以消除符号间干扰(inter-symbol interference, ISI), 然后通过发射天线进行传输。发送的符号经过MIMO-OFDM频率选择性衰落信道到达接收端, 假设信道参数在一个OFDM符号内是恒定的。在接收端, 第 n 个接收天线去掉CP及FFT变换后的接收符号表示为:

$$y_n(k) = \sum_{m=1}^{N_T} H_{nm}(k) x_m(k) + n_n(k) \quad (2)$$

式中, $x_m(k)$ 为发送天线 m 在第 k 个子载波的一个OFDM符号; $y_n(k)$ 为接收天线 n 在第 k 个子载波的一个OFDM符号; $n_n(k)$ 为零均值, 方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。 $H_{nm}(k)$ 为第 m 个发送天线与第 n 个接收天线间在子载波 k 处的信道频域响应, 并且

$$H_{nm}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{nm}(l) W_K^{kl}, \quad W_K^{kl} = \exp(-2j\pi kl / K)。$$

假设MIMO-OFDM系统有 P 个导频符号, 分别位于子载波 $k_1, k_2, \dots, k_P$ 上, 则第 n 个接收天线接收到的 P 个导频符号表示为:

$$\mathbf{y}_n = \sum_{m=1}^{N_T} \text{diag}(\mathbf{x}_m) \mathbf{H}_{nm} + \mathbf{n}_n = \sum_{m=1}^{N_T} \text{diag}(\mathbf{x}_m) \mathbf{F}_L \mathbf{h}_{nm} + \mathbf{n}_n \quad (3)$$

式中, $\mathbf{y}_n = [y_n(k_1), y_n(k_2), \dots, y_n(k_P)]^T$ 为第 n 个接收天线在导频子载波上的符号组成的接收向量; $\mathbf{x}_m = [x_m(k_1), x_m(k_2), \dots, x_m(k_P)]^T$ 为第 m 个发送天线在导频子载波上的符号组成的发送向量; $\mathbf{n}_n = [n_n(k_1), n_n(k_2), \dots, n_n(k_P)]^T$ 为噪声向量; $\mathbf{H}_{nm} = [H_{nm}(k_1), H_{nm}(k_2), \dots, H_{nm}(k_P)]^T$ 为第 m 个发送天线与第 n 个接收天线间在导频子载波处的信道频域响应; $\mathbf{h}_{nm}$ 如式(1)所示, 表示第 m 个发送天线与第 n 个接收天线之间的信道冲击响应。设 $\mathbf{F}$ 为 K 点离散傅里叶变换矩阵:

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_K^{00} & \mathbf{W}_K^{01} & \cdots & \mathbf{W}_K^{0(K-1)} \\ \mathbf{W}_K^{10} & \mathbf{W}_K^{11} & \cdots & \mathbf{W}_K^{1(K-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{W}_K^{(K-1)0} & \mathbf{W}_K^{(K-1)1} & \cdots & \mathbf{W}_K^{(K-1)(K-1)} \end{bmatrix}$$

式(3)中 $\mathbf{F}_L$ 为 $\mathbf{F}$ 中对应的 P 行和前 L 列组成的 $P \times L$ 维矩阵。

若定义 $\mathbf{h}_n = [\mathbf{h}_{n1}^T, \mathbf{h}_{n2}^T, \cdots, \mathbf{h}_{nN_T}^T]^T$ 为 $N_T L \times 1$ 的列向量, $\tilde{\mathbf{X}} = [\text{diag}(\mathbf{x}_1)\mathbf{F}_L, \text{diag}(\mathbf{x}_2)\mathbf{F}_L, \cdots, \text{diag}(\mathbf{x}_{N_T})\mathbf{F}_L]$ 为 $P \times N_T L$ 维矩阵, 式(3)可以表示为:

$$\mathbf{y}_n = \tilde{\mathbf{X}}\mathbf{h}_n + \mathbf{n}_n \quad (4)$$

考虑所有的接收天线, 式(4)可以写为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (5)$$

式中, $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \cdots, \mathbf{y}_{N_R}^T]^T$; $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^T, \mathbf{n}_2^T, \cdots, \mathbf{n}_{N_R}^T]^T$;

$\mathbf{X} = \mathbf{I}_{N_R} \otimes [\text{diag}(\mathbf{x}_1)\mathbf{F}_L, \text{diag}(\mathbf{x}_2)\mathbf{F}_L, \cdots, \text{diag}(\mathbf{x}_{N_T})\mathbf{F}_L]$;

$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_{11}^T, \mathbf{h}_{12}^T, \cdots, \mathbf{h}_{1N_T}^T, \mathbf{h}_{21}^T, \mathbf{h}_{22}^T, \cdots, \mathbf{h}_{2N_T}^T, \cdots, \mathbf{h}_{N_R1}^T, \mathbf{h}_{N_R2}^T, \cdots, \mathbf{h}_{N_RN_T}^T]^T$ 。

2 稀疏多径信道估计

2.1 压缩感知综述

压缩感知在已知信号稀疏或可压缩的情况下直接获取或重构信号的过程, 近期在应用数学和信号处理领域受到了广泛的关注, 并且广泛应用于图像处理、雷达、语音识别、数据捕获等领域^[20]。其基本的测量模型表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (6)$$

式中, $\mathbf{X}$ 表示 $M \times N$ 维已知的测量矩阵 ($M < N$); $\mathbf{y}$ 表示 $M \times 1$ 维测量矢量; $\mathbf{n}$ 表示加性随机噪声矢量; $\mathbf{h}$ 表示待估计的稀疏信号矢量。根据压缩感知理论, 若一个信号满足稀疏或近似稀疏, 则通过设计测量矩阵 $\mathbf{X}$ 能以很大的准确概率重构 $\mathbf{h}$ 。该设计的测量矩阵 $\mathbf{X}$ 需满足严格等距特性(RIP)^[21]。若令 $\mathbf{X}$ 为前述中的 $PN_R \times N_T N_R L$ ($PN_R < N_T N_R L$) 维测量矩阵, 可以得到测量矩阵的 Γ 列子矩阵为 $PN_R \times \Gamma$ 维 $\mathbf{X}_\Gamma$, 那么对于任意 S 稀疏信号(其中 S 个非零系数的位置是未知的) $\mathbf{h}$, 能够从 $\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{n}$ 中精确重构出 $\mathbf{h}$ 的充要条件是测量矩阵 $\mathbf{X}$ 对于 S 稀疏信号 $\mathbf{h}$ 和常数 $\delta_S \in (0, 1)$ 有 S 阶约束等距性, 即:

$$(1 - \delta_S) \|\mathbf{h}\|_2^2 \leq \|\mathbf{X}_\Gamma \mathbf{h}\|_2^2 \leq (1 + \delta_S) \|\mathbf{h}\|_2^2 \quad (7)$$

式中, $\|\mathbf{h}\|_2^2 = \sum_{i=1}^N |\mathbf{h}_i|^2$ 表示矢量信号 $\mathbf{h}$ 的2阶范数, 对所有子集 Γ 满足 $|\Gamma| \leq S$ 。

为了使测量矩阵 $\mathbf{X}$ 满足受限等距特性RIP, 需从导频输入输出关系着手研究。文献[22]给出了一

种MIMO-OFDM系统随机结构导频测量矩阵满足等距性条件RIP约束的证明。

2.2 稀疏多径信道估计算法

CoSaMP-SCE方法是以压缩感知为理论背景, 借助应用数学领域中先进的CoSaMP重构算法, 应用于MIMO-OFDM系统的信道估计方法。已知系统发送天线数为 N_T 、接收天线数为 N_R 、任意接收/发送天线间信道的稀疏度为 T 、子载波数目为 K 、接收的导频符号为 $\mathbf{y}$ 、发送的导频符号为 $\mathbf{X}$, 信道模型如式(5)所示, CoSaMP-SCE方法的具体步骤如下:

1) 算法初始化。

迭代次数 $i = 1$; 残差向量 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}$; 初始信道抽头系数索引集 $\Omega_0 = \emptyset$;

2) 迭代过程(第 i 次迭代步骤)。

① 选取最大的 $2TN_T N_R$ 个信道抽头系数, 即:

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{X}^* \mathbf{r}_{i-1}, S_i = \text{supp}(|\mathbf{u}_i|, 2TN_T N_R) \quad (8)$$

② 更新信道抽头系数索引集, 即:

$$\Omega_i = \Omega_{i-1} \cup S_i \quad (9)$$

③ 获得索引集内新的估计值:

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \mathbf{X}_{\Omega_i}^\dagger \mathbf{y} \quad (10)$$

④ 选择最大的 $TN_T N_R$ 个主要抽头系数, 非主要抽头系数置 0:

$$\Omega_D^i = \text{supp}(|\hat{\mathbf{h}}_i|, TN_T N_R), \hat{\mathbf{h}}_i|_{(\Omega_D^i)^c} = \mathbf{0} \quad (11)$$

⑤ 更新信道估计误差, 即残差向量:

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{y} - \mathbf{X}_{\Omega_D^i} \hat{\mathbf{h}}_i|_{\Omega_D^i} \quad (12)$$

⑥ 重复步骤①~步骤⑤, 直到满足停止准则, 输出信道估计结果。本文当满足 $\{i: i \geq 4TN_T N_R | \|\hat{\mathbf{h}}_i - \mathbf{h}\|_2^2 \leq 10^{-3}\}$ 时, 输出信道估计结果。

其中, $S_i = \text{supp}(|\mathbf{u}_i|, 2TN_T N_R)$ 表示 S_i 为 $|\mathbf{u}_i|$ 中最大的 $2TN_T N_R$ 个信道系数的索引集; $\hat{\mathbf{h}}_i|_{\Omega_D^i}$ 表示 $\hat{\mathbf{h}}_i$ 中在索引集 Ω_D^i 中的元素组成的向量; $(\Omega_D^i)^c$ 表示集合 Ω_D^i 的补集。

3 仿真结果

本文通过对比传统LS算法、OMP稀疏信道估计算法(简记OMP)和CoSaMP稀疏信道估计算法(简记CoSaMP)的信道估计性能, 采用均方根误差(root mean square error, RMSE)量化信道估计误差。RMSE值 α_{RMSE} 的表达式为:

$$\alpha_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}_m\|_2^2} \quad (13)$$

式中, M 为蒙特卡洛仿真次数。可以看出, RMSE 值越小, 信道估计越准确。在仿真中, 假设系统为子载波个数为 1 024 的 2×2 的 MIMO-OFDM 系统, 其中导频子载波个数 N_p 为 56。假设信道参数在一个 OFDM 符号里是恒定的, 信道长度 L 为 32, 其中非零抽头个数 T 为 5, 非零抽头位置随机分布, 如图 2 所示。

3.1 信道估计精确度对比

图 3 为信噪比为 0~30 dB 情况下, LS、OMP 和 CoSaMP 的 RMSE 表现性能统计。可以看出, 3 种算法信道估计误差随着 SNR 的增大而逐渐减小, 即 SNR 越大, 信道估计越精确; 在相同的 SNR 下, 对于相同数目的导频符号, CoSaMP 的信道估计性能较 OMP 有所提高, 且二者明显比 LS 性能优越。换句话说, CoSaMP 算法用更少的导频符号能达到与 LS 相比拟的信道估计性能。

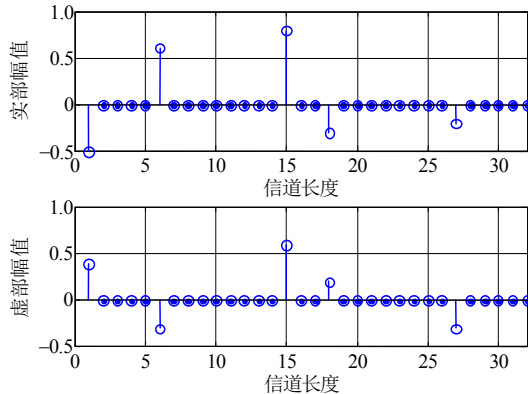


图2 稀疏信道冲击响应在信道长度为32, 非零抽头数目为5时的实部、虚部幅值

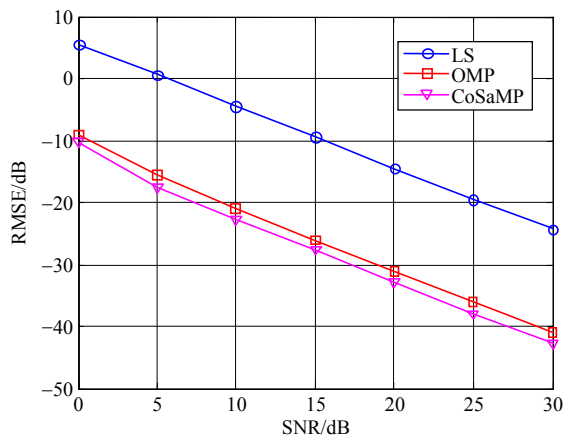


图3 均方根误差与信噪比关系变化图

3.2 计算复杂度对比

信道估计需要实时反映信道状态信息, 因此合理控制计算复杂度至关重要。CoSaMP 与 OMP 算法计算复杂度在文献[23]中给出了详细分析, 在本文

中, OMP 算法复杂度可用 $O(TPN_R^2 N_T L)$ 表示, 而 CoSaMP 算法复杂度为 $O(PN_R^2 N_T L)$ 。为了更加直观地比较各种算法计算复杂度, 用计算机的运行时间进行量化, 且采用 CPU 运行时间的比值进行比较, 即:

$$\begin{cases} \text{Ratio1} = \frac{O(\text{CoSaMP})}{O(\text{LS})} \\ \text{Ratio2} = \frac{O(\text{OMP})}{O(\text{LS})} \end{cases} \quad (14)$$

式中, $O(\bullet)$ 为用于度量计算复杂度的符号^[13]。仿真结果如图 4 所示, CoSaMP-SCE 的计算复杂度非常接近 LS (约为 LS 的 3 倍), 而 OMP 计算复杂度大约为 LS 的 18 倍。

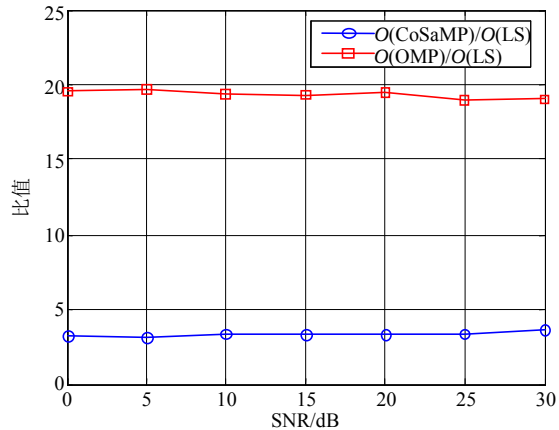


图4 CoSaMP算法、OMP算法分别与LS算法计算复杂度比值与信噪比变化关系对比图

4 结束语

本文根据实际 MIMO-OFDM 系统的信道特点, 提出一种基于压缩感知的 CoSaMP 稀疏信道估计方法。理论分析和仿真结果表明: 与传统线性方法相比, 本文所述方法极大地提高了信道估计精确度和频谱利用率, 并极大地降低了基于压缩感知理论的同类算法的计算复杂度。

参考文献

- [1] 张平. Beyond 3G移动通信系统关键技术[J]. 北京邮电大学学报, 2002, 25(3): 1-6.
ZHANG Ping. Some research issues for beyond 3G mobile systems[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2002, 25(3): 1-6.
- [2] SU Yong-tao, TANG Shan, SHI Jing-lin, et al. Robust downlink precoding in multiuser MIMO-OFDM systems with time-domain quantized feedback[C]//2010 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Beijing: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [3] ZHOU Y, WANG J, SAWAHASHI M. Downlink transmission of broadband OFCDM systems—Part I: Hybrid

- detection[J]. IEEE Transactions Communications, 2005, 53(4): 718-729.
- [4] ZHOU Y, WANG J, SAWAHASHI M. Downlink transmission of broadband OFCDM systems—Part II: Effect of doppler shift[J]. IEEE Transactions Communications, 2006, 54(6): 1097-1108.
- [5] 王甫莉, 阔永红, 陈健, 等. MIMO-OFDM系统信道估计算法综述[J]. 电子科技, 2007, 209(2): 73-75.
Wang Pu-li, KUO Yong-hong, CHEN Jian, et al. Review on the channel estimation algorithms for MIMO-OFDM systems[J]. Electronic Science and Technology, 2007, 209(2): 73-75.
- [6] ZHOU Y, NG T S. Performance analysis on MIMO-OFCDM systems with multi-code transmission[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(9): 4426-4433.
- [7] LI Ye. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2002, 1(1): 67-75.
- [8] SUH C, HWANG C S, CHOIT H. Comparative study of time-domain and frequency-domain channel estimation in MIMO-OFDM systems[C]//The 14th IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings. Beijing: IEEE Press, 2003: 1095-1099.
- [9] ZHOU Yan, HERDIN M, SAYEED A M, et al. Experimental study of MIMO channel statistics and capacity via the virtual channel representation[DB/OL]. [2007-09-19]. http://dune.ece.wisc.edu/pdfs/zhou_meas.pdf.
- [10] CZINK N, YIN X, OZCELIK H, et al. Cluster characteristics in a MIMO indoor propagation environment [J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2007, 6(4): 1465-1475.
- [11] VUOKKO L, KOLMONEN V M, SALO J, et al. Measurement of large-scale cluster power characteristics for geometric channel models[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 2007, 55(11): 3361-3365.
- [12] CRAMER R J M, SCHOLTZ R A, WIN M Z. Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 2002, 50(5): 561-570.
- [13] COTTER S F, RAO B D. Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization[J]. IEEE Transaction on Communications, 2002, 50(3): 374-377.
- [14] KARABULUT G Z, YONGACOGLU A. Sparse channel estimation using orthogonal matching pursuit algorithm [C]//IEEE 60th Vehicular Technology Conference. Los Angeles, USA: IEEE Press, 2004: 3880-3884.
- [15] TROPP J, GILBERT A. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2007, 53(12): 4655-4666.
- [16] DONOHO D L. Compressive sensing[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [17] BARANIUK R G, CANDES E, NOWAK R, et al. Compressive sensing[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(4): 118-120, 124.
- [18] BARANIUK R. A lecture on compressive sensing[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(4): 118-121.
- [19] NEEDELL D. Topics in compressed sensing[DB/OL]. [2009-09-19]. <http://arxiv.org/abs/0905.4482>.
- [20] BAJWA W U, HAUPT J, SAYEED A M, et al. Compressed channel sensing: a new approach to estimating sparse multipath channels[J]. Proceedings of the IEEE, 2010, 98(6): 1058-1076.
- [21] BAJWA W U, SAYEED A, NOWAK R. Sparse multipath channels: modeling and estimation[C]//The 13th IEEE Digital Signal Processing Workshop. Marco Island, USA: IEEE Press, 2009: 320-325.
- [22] TROPP J A, WRIGHT S J. Computational methods for sparse solution of linear inverse problem[J]. Proceedings of the IEEE, 2010, 98(6): 948-958.
- [23] NEEDELL D, TROPP J A. CoSaMP: Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples[J]. Applied and Computational Harmonic Analysis, 2009, 26(3): 301-321.
- [24] BERGER C R, WANG Zhao-hui, HUANG Jian-zhong. Application of compressive sensing to sparse channel estimation[J]. IEEE Communication Magazine, 2010, 48(10): 164-174.
- [25] CANDES E J. The restricted isometry property and its implications for compressed sensing[J]. Comptes Rendus Mathematique, 2008, 346(9): 589-592.
- [26] 周小平, 方勇, 汪敏. MIMO-OFDM快衰落信道的压缩感知估计方[J]. 电波科学学报, 2010, 25(6): 1109-1115.
ZHOU Xiao-ping, FANG Yong, WANG Min. Compressed sensing estimation methods for fast fading channel of MIMO-OFDM systems[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(6): 1109-1115.
- [27] NEEDELL D. Topics in compressed sensing[D]. USA: University of California, 2009.

编辑 张俊