

共轭先验的零前缀 OFDM 系统信道估计

程贵宾¹, 陈朝阳²

(1. 集美大学航海学院, 福建 厦门 361021; 2. 集美大学信息工程学院, 福建 厦门 361021)

[摘要] 提出了一种利用共轭先验信息的零前缀 (Zero Padding, ZP) 正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 系统信道估计的方法. 首先, 由于零前缀的使用, 可将信道矩阵替换成循环矩阵, 然后接收端信号左乘快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transformation, FFT) 矩阵将该循环矩阵对角化, 这时使用盲信号分离技术只需要寻找一个对角矩阵, 减少了计算量. 其次, 充分利用对角矩阵的先验信息, 在目标函数中增加上述对角矩阵的稀疏性度量, 提高了信道估计的效率和准确性. 仿真结果表明: 相比于传统的直接分离接收端信号的方法, 该方法计算量小, 收敛速度快.

[关键词] 共轭先验; 信道估计; 盲信号分离; 零前缀; 正交频分复用

[中图分类号] TN 911.7

[文献标志码] A

Channel Estimation Using Conjugate Priors for ZP-OFDM Systems

CHENG Gui-bin¹, CHEN Chao-yang²

(1. Navigation Institute, Jimei University, Xiamen 361021, China;

2. School of Information Engineering, Jimei University, Xiamen 361021, China)

Abstract: This paper proposes a novel channel estimation method for zero padding (ZP) OFDM using conjugate prior. First, the channel matrix can be seen as a circulant matrix thanks to the zero padding. Then with adopting blind signal separation (BSS) technique, we only need to obtain a diagonal matrix after diagonalizing the circulant matrix by pre-multiplication the received signals by an IFFT matrix, which greatly reduces the computational complexity. Moreover, sparse priors on the diagonal matrix is added to objective function in order to improve the efficiency and accuracy of channel estimation. The proposed approach is confirmed that has lower complexity, faster convergence by computer simulations, compared with the traditional algorithm which directly separating the received signals.

Key words: conjugate priors; channel estimation; blind signal separation; zero padding; orthogonal frequency division multiplexing

0 引言

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术具有诸多优点, 比如抗频率选择性衰落能力强、频带利用率高等, 是新一代无线通信的核心技术, 还被广泛应用于数字音频广播 (Digital Audio Broadcasting, DAB)、数字视频广播 (Digital Video Broadcasting, DVB) 和数字

[收稿日期] 2014-12-23

[修回日期] 2015-04-25

[基金项目] 福建省科技计划重点项目 (2013H0035)

[作者简介] 程贵宾 (1990—), 男, 硕士生, 从事移动通信的信道估计研究. 通信作者: 陈朝阳 (1964—), 男, 教授, 从事海事通信导航方向研究.

高斯白噪声. 从式 (2) 可以看出接收端信号 $\mathbf{r}(i)$ 是源信号 $\mathbf{s}(i)$ 的线性混合. 记矩阵 $\mathbf{A}_{M \times N} = \mathbf{H}[\mathbf{I}_N \mathbf{O}_{N \times L}]^T$, 由于矩阵 \mathbf{A} 为 Toeplitz 矩阵, 通常是可逆的, 所以 $\mathbf{H}[\mathbf{I}_N \mathbf{O}_{N \times L}]^T \mathbf{F}_N^H$ 亦可逆, 保证了在信噪比较大的情况下, 可以很好地将源信号分离出来^[2]. 综合上述分析, 可以使用独立分量分析 (Independent Component Analysis, ICA) 技术分离源信号 $\mathbf{s}(i)$.

本研究对矩阵 \mathbf{A} 分块化处理:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1] [\mathbf{I}_N, \mathbf{O}_{N \times L}]^T = \mathbf{H}_0,$$

其中 \mathbf{H}_0 和 \mathbf{H}_1 分别表示 \mathbf{H} 的前 N 列和末尾 L 列元素组合的矩阵, 显然 \mathbf{H}_1 的元素值并不影响矩阵 \mathbf{A} , 经过等价代换可以用循环矩阵 \mathbf{C}_M 代替信道矩阵 \mathbf{H} , \mathbf{C}_M 的第一行为 $[h_0 \ 0 \cdots 0 \ h_L \cdots h_1]^T$. 由于循环矩阵在左乘 IFFT 矩阵和右乘 FFT 矩阵之后, 可以对角化, 接下来进行预处理:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(i) &= \mathbf{F}_M \mathbf{r}(i) = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M [\mathbf{I}_N \mathbf{O}_{N \times L}]^T \mathbf{F}_N^H \mathbf{s}(i) + \mathbf{F}_M \mathbf{n}(i) = \\ &[\mathbf{F}_M \mathbf{C}_M \mathbf{F}_M^H] \mathbf{F}_M [\mathbf{I}_N \mathbf{O}_{N \times L}]^T \mathbf{F}_N^H \mathbf{s}(i) + \mathbf{F}_M \mathbf{n}(i) = \mathbf{A} \mathbf{V} \mathbf{s}(i) + \mathbf{F}_M \mathbf{n}(i), \end{aligned} \quad (3)$$

其中对角矩阵 $\mathbf{A} = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M \mathbf{F}_M^H = \text{diag}(\sqrt{M} \mathbf{F}_M \mathbf{h})$, 对角元素为 $[\mathbf{H}(0) \mathbf{H}(2\pi/M) \cdots \mathbf{H}(2\pi(M-1)/M)]$; $\mathbf{V}_{M \times N} = \mathbf{F}_M [\mathbf{I}_N \mathbf{O}_{N \times L}]^T \mathbf{F}_N^H$ 为已知矩阵. 需要注意的是矩阵 \mathbf{A} 最多有 L 个零元素, 剩下的非零元素保证符号 $\mathbf{s}(i)$ 的恢复. 这时使用 ICA 技术分离观测向量 $\mathbf{x}(i)$, 相比直接分离信号 $\mathbf{r}(i)$, 未知数由原来的 $M \times N$ 个减少到 M 个, 减少了 ICA 分离过程中的计算量.

2 共轭先验的 ZP-OFDM 半盲信道估计

ICA 技术近年来被越来越多地应用到信号处理领域. 经典的 ICA 模型中没有利用有关混合矩阵的任何先验信息, 但在许多实际应用中, 有关混合矩阵形式的先验信息是可以获得的. 由式 (3) 可看出, 本文中混合矩阵是未知的对角矩阵 \mathbf{A} 和已知的预编码矩阵 \mathbf{V} 的乘积, 即矩阵 \mathbf{A} 具有稀疏的结构. 因此, 可以通过修改常规的 ICA 目标函数, 充分利用混合矩阵的稀疏性先验信息. 这种方法类似于“独立成分具有稀疏性或超高斯性”.

2.1 稀疏性度量

对矩阵 $\mathbf{D}_{M \times M}$, 稀疏性先验分布定义^[10]如下:

$$\log p(\mathbf{D}) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M G(\mathbf{d}_i^T \mathbf{e}_j), \quad (4)$$

其中 G 为某个超高斯或稀疏性密度函数的对数, \mathbf{d}_i 为矩阵 \mathbf{D} 的行向量, \mathbf{e}_j 为规范化基向量 (\mathbf{e}_j 的第 j 个元素为 1, 其他元素为 0). $\log p(\mathbf{D})$ 的值越大, 矩阵 \mathbf{D} 的稀疏性越大, 即 \mathbf{D} 的每一行中 0 元素的个数越多; 反之, 矩阵 \mathbf{D} 每一行中 0 元素的个数越少.

需要说明的是, 本文的稀疏性先验的前提条件是观测数据 x 被中心化和白化预处理过. 本文中混合矩阵的先验分布 (4) 与初始的似然函数具有相同的函数形式, 在贝叶斯估计理论中, 这种先验被称为共轭先验. 采用共轭先验的优势在于, 能够采用与常规 ICA 完全相同的 ML 算法来极大化后验分布. 实际上, 共轭先验相当于增加了 M 个“虚拟”样本.

2.2 改进的目标函数

ICA 技术的目的是找到分离矩阵 \mathbf{B} , 使得:

$$\mathbf{y}(i) = [y_1, \dots, y_N]^T = \mathbf{B} \mathbf{x}(i) = \mathbf{B} \mathbf{A} \mathbf{V} \mathbf{s}(i) + \mathbf{B} \mathbf{F}_M \mathbf{n}(i).$$

作为源信号 $\mathbf{s}(i)$ 的估计值, 要求分离信号 $\mathbf{y}(i)$ 各分量之间尽可能地独立. 记 $\mathbf{B} = \mathbf{V}^\dagger \mathbf{D} = \mathbf{V}^H \mathbf{D}$, 其中 \mathbf{D}_M 为对角矩阵, $()^\dagger$ 表示矩阵的伪逆. 显然, 当 $\mathbf{D} = \mathbf{A}^{-1}$ 时, $\mathbf{y}(i) = \mathbf{s}(i)$, 这里暂时没有考虑噪声的影响. 因此, 矩阵 \mathbf{D} 的对角元素的倒数即是

$$[\mathbf{H}(0), \mathbf{H}(2\pi/M), \dots, \mathbf{H}(2\pi(M-1)/M)].$$

经典的极大似然估计 (Maximum Likelihood Estimate, MLE) 方法目标函数为:

$$L(\mathbf{B}) = \log |\det(\mathbf{B})| + \sum_{i=1}^N E[\log p_i(y_i)], \quad (5)$$

其中 $\mathbf{B} = \mathbf{V}^H \mathbf{D}$, $E(\cdot)$ 表示取期望; $p_i(y_i)$ 表示 y_i 的概率密度函数. 式 (5) 中的目标函数, 仅利用了“源信号是独立的”已知条件或者约束, 而分析得知分离矩阵 \mathbf{B} 是具有稀疏性的, 因此根据拉格朗日乘子法, 将稀疏性约束加入到式 (5) 中, 可以得到改进后的目标函数:

$$L(\mathbf{B}) = \log |\det(\mathbf{B})| + \sum_{i=1}^N E[\log p_i(y_i)] + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M G(d_i^T \mathbf{e}_j)/M, \quad (6)$$

其中稀疏度函数 G 采用拉普拉斯密度 $G(s) = -|s|$.

对式 (6) 求 \mathbf{D} 的导数

$$\nabla_D L(\mathbf{B}) = \mathbf{D} - \mathbf{H} - E[\mathbf{V}\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{y})\mathbf{x}^H] - \text{sign}(\mathbf{D})/M,$$

其中, 向量函数 $\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{y}) = (\varphi_1(y_1), \dots, \varphi_N(y_N))^T$, $\varphi_i(y_i) = -p'_i(y_i)/p_i(y_i)$, $i = 1, \dots, N$, $\text{sign}(s)$ 表示取 s 的符号.

本文处理的观测向量 $\mathbf{x}(i)$ 为复数, 考虑采用自然梯度 (Natural Gradient, NG) 法:

$$\tilde{\nabla}_D L(\mathbf{B}) = \nabla_D L(\mathbf{B}) \mathbf{D}^H \mathbf{D}.$$

快速不动点算法是为 ICA 技术量身定制的算法, 收敛速度至少 2 次方, 本文考虑使用快速不动点算法. 综合以上所述, 学习法则为:

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{D}_0 + \text{diag}(\boldsymbol{\alpha}_i) [\text{diag}(\boldsymbol{\beta}_i) - E(\mathbf{V}\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{y}_0) \mathbf{y}_0^H \mathbf{V}^H) - \text{sign}(\mathbf{D}_0) \mathbf{D}_0^H/M] \mathbf{D}_0.$$

基于改进的目标函数的快速不动点算法流程如下^[11]:

- 1) 预处理 \mathbf{x} : 去均值和白化;
- 2) 初始化 $\mathbf{D}_0 = \mathbf{I}$;
- 3) 计算: $\mathbf{y}_0 = \mathbf{B}_0 \mathbf{x} = \mathbf{V}^H \mathbf{D}_0 \mathbf{x}$, $\beta_i = -E\{y_i g(y_i)\}$, $\alpha_i = -1/(\beta_i + E\{g'(y_i)\})$, 其中 $i = 1, \dots, N$;
- 4) 更新矩阵 \mathbf{D} : $\mathbf{D}_1 = \mathbf{D}_0 + \text{diag}(\boldsymbol{\alpha}_i) [\text{diag}(\boldsymbol{\beta}_i) - E(\mathbf{V}\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{y}_0) \mathbf{y}_0^H \mathbf{V}^H) - \text{sign}(\mathbf{D}_0) \mathbf{D}_0^H/M] \mathbf{D}_0$;
- 5) 标准化: $\mathbf{D}_1 = \text{diag}(\text{normalize}(\text{diag}(\mathbf{D}_1)))$;
- 6) 如果尚未收敛, 令 $\mathbf{D}_0 = \mathbf{D}_1$, 返回步骤 3).

3 仿真结果

本节用蒙特卡洛方法验证改进目标函数的 ZP-OFDM 系统信道估计算法的性能. 采用 4-QAM 调制方式, 源信号比特流服从均匀分布, 子载波个数 $N = 32$, 信道冲激响应 h_i 的实部和虚部都服从标准正态分布, 信道阶数 $L_0 = 3$, 评分函数 (score function) $\varphi(y) = y^3$.

图 2 为分离信号 \mathbf{y} 的第一个分量 y_1 的星座图. 可以看出, 相比标准的 4-QAM 星座图, ICA 处理过后的复数信号 y_1 的幅值增大, 并且顺时针旋转, 这是 ICA 技术分离信号的固有缺陷^[11].

图 3 为采用文献 [12] 中的方法得到的 y_1 的相位核平滑估计图. 图 3 中虚直线表示 4-QAM 调制方式的标准相位 $\pm \pi/4, \pm 3\pi/4$, 取实曲线的极大值作为 y_1 在各象限的相位, 则两者之间的差为旋转的角度. 由图 3 可得 y_1 的旋转角度为 -0.4422 .

图 4 为信噪比为 22 dB 时, 系统误码率 BER 与符号数

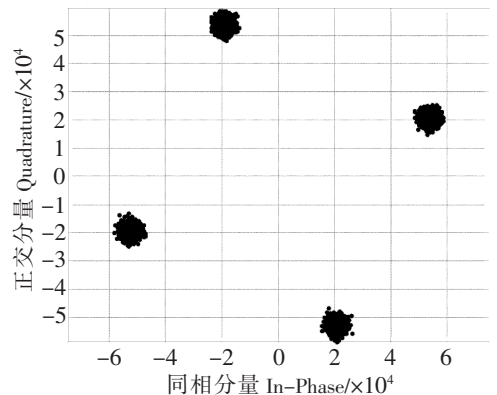


图 2 分离信号 y_1 的星座图

Fig.2 Constellation of separated signal y_1

N_{symbols} 的变化对应图. 图 4 中同时给出 ICA 直接分离 ZP - OFDM 接收端信号^[13], 文献 [9] 中的 NGD - 1 和 NGD - 2 算法作为对比. 从图 4 看出, 随着符号数的增加, BER 性能趋于收敛, 本文提出的算法优于文献 [9, 13] 中的算法.

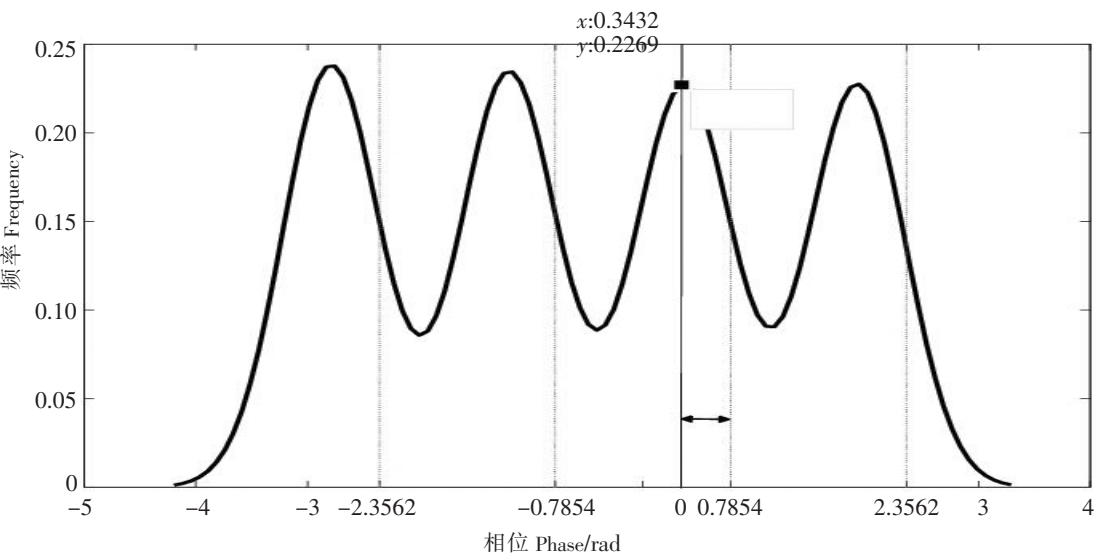


图 3 y_1 的相位核平滑估计

Fig.3 Kernel smoothing estimation for phase of y_1

图 5 给出不同信噪比 SNR 时, 上述 4 种算法 BER 性能的比较, 其中采样点数为 500 个. 从图 5 可看出, 本文提出的算法在信噪比较小时, 系统误码率比其他 3 种算法有稍微提高; 信噪比较大时, 本方法优于将 ICA 直接分离接收端信号 EASI 方法, 能够达到 NGD - 1 和 NGD - 2 相同的准确度, 因为噪声对后两种方法的影响减少.

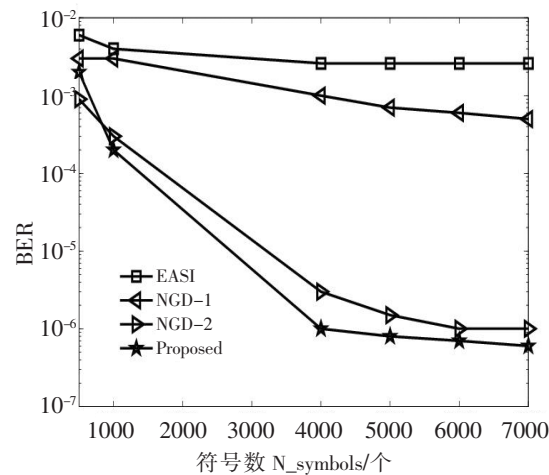


图 4 系统误码率与符号数的变化对应图

Fig.4 BER vs N of symbols

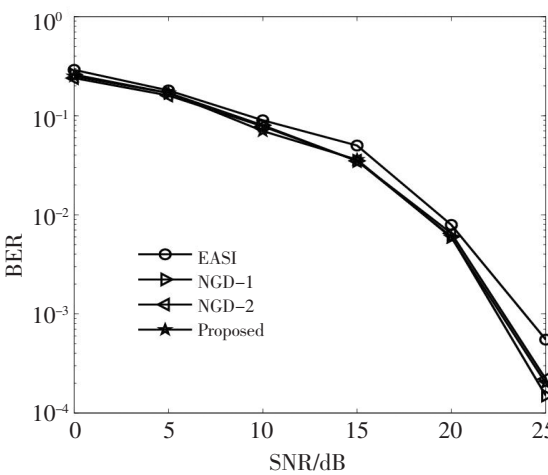


图 5 系统误码率与信噪比的变化对应图

Fig.5 BER vs SNR

4 结论

本文通过在目标函数上增加稀疏性先验约束, 提出了利用共轭先验的 ZP - OFDM 系统信道估计方法, 采用不动点算法, 收敛快速可靠, 提高了信道估计的效率. 采用零前缀 (ZP) 的 OFDM 系统具有诸多优点, 但是它也存在传统的采用循环前缀 (CP) 系统同样的缺陷, 因而, 估计 ZP - OFDM

系统的频偏 (CFO) 和降低峰均比 (PAPR) 将是今年进一步的研究工作所在.

[参 考 文 献]

- [1] 3GPP technical report 36.814 version 9.0.0. Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (LTE-Advanced) (Release 9) [EB/OL]. (2010-03-10)[2014-12-02]. <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36814.htm>.
- [2] MUQUET B, WANG Z D, AND GIANNAKIS G B, et al. Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions? [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(12): 2136-2148.
- [3] 刘明骞, 李兵兵, 孙珺. 多径信道下 ZP-OFDM 系统的符号盲同步方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2014, 37(2): 58-63.
- [4] PAN Y C, PHOONG S M. An improved subspace-based algorithm for blind channel identification using few received blocks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(9): 3710-3720.
- [5] ZHANG W, GAO F, YIN Q. Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems with low order signal constellation [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(3): 499-502.
- [6] NOH S, SUNG Y, ZOLTOWSKI M D. A new precoder design for blind channel estimation in MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(12): 7011-7024.
- [7] WONG C S, OBRADOVIC D, MADHU N. Independent component analysis (ICA) for blind equalization of frequency selective channels [C] //Neural Networks for Signal Processing. Braunschweig: IEEE press, 2003: 419-428.
- [8] BOLOIX R, MURILLO J. Blind source separation in the adaptive reduction of inter-channel interference for OFDM [C] //Independent Component Analysis and Blind Signal Separation. Granada: IEEE press, 2004: 1142-1149.
- [9] BOLOIX R, PAYAN F, MURILLO J. Reduced complexity blind equalization schemes for ZP-OFDM systems [C] //Signal Processing Advances in Wireless Communications. Helsinki: IEEE press, 2007: 1-5.
- [10] HYVÄRINEN A, KARTHIKESH R. Sparse priors on the mixing matrix in independent component analysis [C] //Independent Component Analysis and Blind Signal Separation (ICA2000). Helsinki: IEEE press, 2000: 452-477.
- [11] HYVARINEN A, OJA E. A fasted-fixed point algorithm for independent component analysis [J]. Neural Computer, 1997, 9: 1483-1492.
- [12] SHIRATSUCHI H, IWASAKI N, TANAKA H, et al. Blind carrier frequency offset and channel estimation using ICA in QAM-OFDM systems [C] //TENCON 2010. Fukuoka: IEEE press, 2010: 21-24.
- [13] MURILLO J, GONZÁLEZ F. Median equivariant adaptive separation via independence: application to communications [J]. Neuro Computing, 2002, 49(1): 389-409.

(责任编辑 朱雪莲 英文审校 黄振坤)