

利用补零信息的单载波块传输盲信道估计方法

李 军 廖桂生 郭庆华

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘 要: 该文提出了一种针对单载波块传输(SCBT)系统的信道估计方法。该方法利用单载波块传输系统中的补零(ZP)信息,在频域实现了频率选择性信道基于子空间的盲估计。文中同时给出了所提方法的辨识条件。该方法性能优于过采样信道估计方法,且对信道阶数过估计不敏感。计算机仿真和分析验证了所提方法的有效性。

关键词: 单载波块传输, 子空间, 盲信道估计, 补零

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)09-1446-04

Blind Channel Estimation for Single-Carrier Block Transmission by Exploiting Zero-Padding

Li Jun Liao Gui-sheng Guo Qing-hua

(Key Lab. for Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract A subspace-based channel estimation method for Single-Carrier Block Transmission (SCBT) systems is presented, which estimates frequency-selective channel blindly in frequency domain, based on zero-padding technology in SCBT system. Sufficient conditions for identifiability are also given. The performance of this method is better than that of conventional oversampling methods, and it is robust to over-estimated channel order. Finally, computer simulations confirm its efficiency.

Key words Single-Carrier Block Transmission (SCBT), Subspace, Blind channel estimation, Zero-Padding (ZP)

1 引言

实现高速无线通信面临的重要挑战之一是信道的频率选择性衰落。正交频分复用(OFDM)技术可以把宽带信道分为许多窄带并行子信道,从而有效地解决这一问题。但由于 OFDM 在发射端对信号做逆傅里叶变换(IFFT),使系统发射信号的峰值功率和平均功率的比值(PAPR)较高,从而导致系统对高功率放大器线性动态范围要求很高,因而增加了系统实现复杂度。最近的研究显示,在 OFDM 发射端设计预编码(Precode),系统仍能有效的处理频率选择性衰落^[1-2],而特殊的预编码事实上可以消除发射端的 IFFT,从而使系统成为补零单载波块传输系统(Zero-Padding-Single-Carrier Block Transmission, ZP-SCBT)。ZP-SCBT 本质上就是串行单载波传输,不过需要在符号流中周期性地加一些零符号。文献[3]在发射机未知信道信息,接收机对信道信息精确已知情况下,对 OFDM 和 ZP-SCBT 几个关键性能做了比较。

在无线通信中实现相干检测需要可靠的信道估计。盲信道估计由于不需要训练序列,从而提高频带利用效率,因此

备受关注。文献[4, 5]通过在接收端过采样引入循环平稳;文献[6]在发射端引入循环平稳,利用二阶统计量实现信道的盲估计;多载波块传输(如 OFDM)系统中,除了用过采样方法估计信道^[7]外,通常利用发射信号特有的冗余信息估计信道,如文献[8]利用发射端时域的循环前缀信息,文献[9]利用发射端频域的虚拟子载波信息。单载波块传输系统也可以应用过采样等传统的信道估计方法,但该系统又有自身独特的特点。本文算法针对 ZP-SCBT 信号结构特点,利用其在发射端补零信息,在频域用子空间方法估计信道。该算法与过采样方法比较,具有信道估计性能好,对信道阶数过估计不敏感等特点。

文中第 2 节给出了单载波块传输系统的模型;第 3 节给出了信道辨识的充分条件;第 4 节提出了针对单载波块传输系统的子空间盲信道估计算法;第 5 节计算机仿真分析了算法的性能,并与有过采样信道估计方法性能做了比较;第 6 节给出了结论。

2 单载波块传输系统模型

参考文献[6, 10]给出了本文所用 ZP-SCBT 系统模型框图如图 1 所示。图中 $s_i(k)$ 表示发射符号分块后第 k 个块的第 i

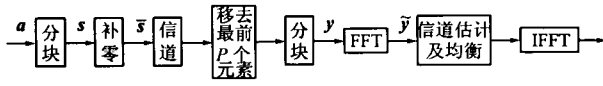


图1 ZP-SCBT 系统模型框图

个符 $s(k)=[s_1(k), \dots, s_N(k)]^T$, T 表示转置, N 为一个块的符号, 号数。在每块前端补 P 个零, 发射数据流如图2下部所示, 这里, 发射机仍是一个简单的单载波发射机; 两块之间的零可以看作两块共用, 既可以看作前一块的最后 P 个符号, 也可以当作后一块的循环前缀, 发射数据块事实上可写为 $\bar{s}_r(k)=[0, \dots, 0, s_1(k), \dots, s_N(k), 0, \dots, 0]^T$, 本文正是利用 $\bar{s}(k)$ 中 P 个补零信息估计信道的。发射信号经信道后, 在接收端移去循环前缀(由于块间补零共用, 事实上只移去最前的 P 个数据), 如图2对接收数据流重新分块(设 $M=N+P$), 接收块信号模型可表示为如下形式:

$$y(k)=H\bar{s}_r(k)+\xi(k) \quad (1)$$

其中 H 为信道抽头 $h=[h_0, \dots, h_L]$ 构成的 $M \times M$ 维 Toeplitz 圆卷积矩阵, 该矩阵第 (r, l) 元素 $[H]_{r,l}$ 由 $h_{(r-l) \bmod M}$ 给出, 信道包括了收发成形滤波和多径衰落; $\xi(k)$ 为方差矩阵为 $\sigma^2 I$ 的 $M \times 1$ 维高斯白噪声矢量; $\bar{s}_r(k)=[s_1(k), \dots, s_N(k), \underbrace{0, \dots, 0}_P]^T$ 。接收信号经过 FFT 后, 变为如下形式:

$$\tilde{y}(k)=F H \bar{s}_r(k)+F \xi(k) \quad (2)$$

其中 F 为 $M \times M$ 维傅里叶变换矩阵, 其元素为 $[F]_{r,l}=\exp(-j2\pi r l / M) / \sqrt{M}$ 。

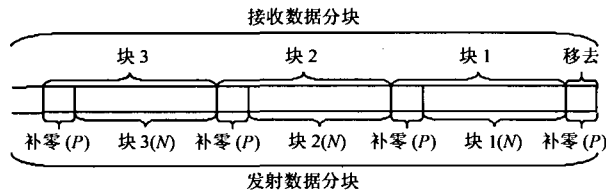


图2 发射接收数据流分块

3 信道辨识条件

首先把 $\bar{s}_r(k)$ 分解为如下形式:

$$\bar{s}_r(k)=\begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 \\ 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{M \times N}, \quad s(k)=F^H \bar{F} s(k) \quad (3)$$

其中 H 表示共轭转置, $\bar{F}$ 表示傅里叶矩阵 F 的前 N 列构成的矩阵。把式(3)代入式(2), 得到下式:

$$\tilde{y}(k)=F H F^H \bar{F} s(k)+F \xi(k) \quad (4)$$

由于圆矩阵经 IDFT 和 DFT 操作后对角化, 所以可以令

$D=F H F^H$, 式(4)可变换如下:

$$\tilde{y}(k)=A s(k)+F \xi(k) \quad (5)$$

$$A=D \bar{F} \quad (6)$$

$$D=\text{diag}[H(0), \dots, H(M-1)] \quad (7)$$

这时, 信号模型已经变成类似 OFDM 的模型, D 为由各数据子载波对应的信道频率响应构成的对角阵, 有如下定理:

定理1 如果任意数据子载波对应的信道频率响应零点数为 Q , 当补零数 $P \geq Q$ 时, A 为列满秩。

证明 设信道频率响应零点数为 Q , 则由式(7)可知, $\text{Rank}(D)=M-Q$, 由式(3)知, $\bar{F}$ 行秩为 M , 列秩为 N , 由于 D 为对角阵, 与 $\bar{F}$ 相乘后, $\bar{F}$ 相应的 Q 行将被置零, 由于 $\bar{F}$ 的范德蒙结构, 只要 $M \geq N+Q$, 即可保证 A 列满秩。由于 $M-N=P$, 因此上述不等式变为 $P \geq Q$ 。

该定理说明了在发射端补零的作用是为了使在信道频率响应有零点时, A 列满秩, 而 A 列满秩同时也保证了信道可辨识性。对于 FIR 信道来说, 信道零点个数最多不会超过抽头个数, 因此在补零数 $P \geq L+1$ 时可以在信道频率响应有零点时保证信道可辨识; 同时, $P \geq L+1$ 也保证了块间干扰(ICI)可以完全消除。

4 子空间信道估计算法

与文献[11]的子空间盲信道估计方法类似, 本文方法基于接收信号频域相关矩阵 R_y , 利用式(5), 相关矩阵表示如下:

$$R_y=A R_s A^H+\sigma^2 I \quad (8)$$

由于上节定理已经保证 A 为列满秩, 因此 $\text{range}(A)=\text{range}(A R_s A^H)$ 。定义 R_y 的噪声子空间为 P 个最小特征值对应的特征向量张成的子空间, 令这些特征向量构成的矩阵如下:

$$U=[u_1 \quad \dots \quad u_P] \quad (9)$$

U 张成 $A R_s A$ 的零空间, 因此与其值域空间正交:

$$u_i^H A=0, \quad i=1, \dots, P \quad (10)$$

定义 $\tilde{h}=[H(0), \dots, H(M-1)]$, $D(v)$ 表示对角元素为矢量 v 的对角矩阵。由于对于任意 $M \times 1$ 矢量 a 和 b , $a^H D(b)=b^T D(a^*)$ 成立, 其中 $*$ 表示共轭。将式(6)代入式(10), 有

$$\tilde{h}^T D(u_i^*) \bar{F}=0 \quad (11)$$

若 V 表示 $M \times (L+1)$ 维傅里叶矩阵, $[V]_{p+1,q+1}=\exp(-j(2\pi/M)pq)$, 则 $\tilde{h}=Vh$, 代入式(11), 有

$$h^T V^T D(u_i^*) \bar{F}=0 \quad (12)$$

由式(12)可得到如下信道估计器:

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \sum_{i=1}^P \underbrace{\mathbf{h}^T \mathbf{V}^T \mathbf{D}(\mathbf{u}_i^*)}_{\mathbf{G}} \underbrace{\bar{\mathbf{F}}^* \bar{\mathbf{F}}^H \mathbf{D}(\mathbf{u}_i) \mathbf{V}^* \mathbf{h}}_{\mathbf{G}^H} \quad (13)$$

定义 $\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{h}^*$ ，信道信息 $\tilde{\mathbf{h}}$ 由下式确定：

$$\hat{\tilde{\mathbf{h}}} = \arg \min_{\|\tilde{\mathbf{h}}\|=1} \mathbf{h}^H \mathbf{G} \mathbf{G}^H \mathbf{h} \quad (14)$$

$\tilde{\mathbf{h}}$ 为矩阵 $\mathbf{G} \mathbf{G}^H$ 最小特征值对应的特征向量。

5 性能仿真及分析

为评估所提算法的有效性，把过采样盲子空间信道估计方法^[5]用于单载波块传输系统(与文献[7]中用于 OFDM 类似)与本文算法比较。仿真采用 QPSK 调制信号，信噪比定义为每符号平均功率和噪声平均功率之比；发射每数据块由 $N=15$ 个符号组成，每块补零数 $P=4$ ；过采样方法为两倍符号速率采样，本文方法为符号速率采样，过采样方法不考虑补零符号；信道设置与文献[7, Setup A]相同，阶数 $L=3$ 的时不变信道，信道系数如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{h}^{(1)} &= [(-0.1892, 0.4273), (-0.2839, 0.6984), \\ &\quad (0.1274, 0.4321), (-0.0451, 0.0912)]^T \\ \mathbf{h}^{(2)} &= [(0.3600, 0.1388), (0.1041, 0.4126), \\ &\quad (0.0914, 0.1885), (0.2052, -0.0739)]^T \end{aligned}$$

所有的盲信道估计都有一个固有的标量模糊，本文采用文献[7]的方法，由 $\mathbf{h}^{(1)}(0)/\hat{\mathbf{h}}^{(1)}(0)$ 确定模糊。过采样性能结果为两个信道性能的平均。采用归一化均方根误差(RMSE)作为估计误差评价标准：

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N_m(L+1)} \sum_{p=1}^{N_m} \frac{\|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|^2}{\|\mathbf{h}\|^2}} \quad (15)$$

信道平均偏定义为

$$\text{BIAS} = \frac{1}{N_m(L+1)} \sum_{l=0}^L \left| \sum_{p=1}^{N_m} \hat{\mathbf{h}}_p(l) - \mathbf{h}(l) \right| \quad (16)$$

其中 N_m 表示仿真运行次数。

实验 1 估计性能与信噪比关系

图 3 给出了用 120 个数据块估计信道的平均信道偏和信道 RMSE。从图中看出，当信道阶数准确已知时，所提算法在 0~25dB 内，RMSE 性能均优于过采样方法的性能，在高信噪比时，两者 RMSE 性能趋近；但本文方法的估计平均偏始终小于过采样方法。当存在信道一阶过估计时，过采样方法的 RMSE 性能严重恶化，但本文方法 RMSE 性能几乎没有变化(阶数过估计时，信道的 RMSE 的计算与式(15)类似，只是要在真正的信道矢量 $\mathbf{h}$ 后补相应数目的零)，这说明本文方法对信道阶数过估计比过采样方法稳健。实验 3 将进一步仿

真信道阶数过估计对估计性能的影响。

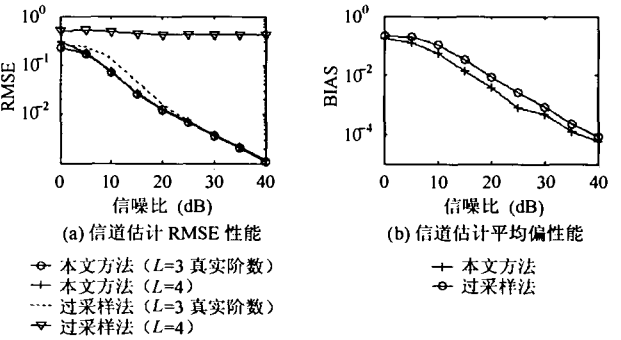


图 3 信道估计性能和信噪比关系曲线

实验 2 估计性能与数据块长度关系

图 4 给出了信噪比为 15dB 时，两种方法估计性能与所用数据块数目的关系，从中可以看出，随着使用数据块的增加，两种方法估计 RMSE 和平均偏都在减小，数据块为 150 块时性能提高变缓，但本文方法始终优于过采样方法。

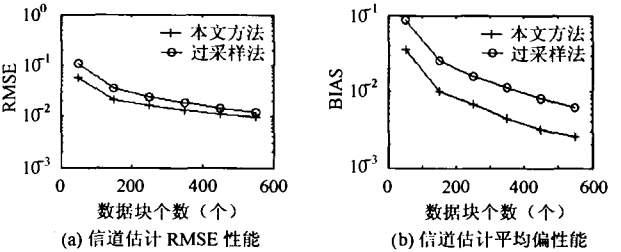


图 4 信道估计性能和所用数据块数目关系曲线(SNR=15dB)

实验 3 对信道阶数过估计的稳健性

图 5 是在信噪比 15dB，用 120 块数据时过估计的信道阶数和估计性能的关系曲线，可以看出，信道阶数过估计对估计性能影响很小，可以认为，利用本文算法估计信道，并不需要完全已知信道阶数，只需知道信道阶数的下界。

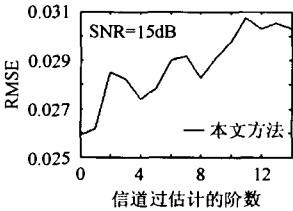


图 5 信道过估计性能曲线

6 结束语

本文提出了利用单载波块传输系统中的补零信息实现基于子空间的盲信道估计方法，并给出了信道辨识的充分条件。本文算法具有对信道长度过估计的稳健性，并且性能优于不用补零信息的过采样盲估计方法。计算机仿真验证了方法的优越性。

参 考 文 献

- [1] Wang Z, Giannakis G B. Linearly precoded or coded OFDM against wireless channel fades? in Proc. Workshop Signal Processing Advances in Wireless Communications, Taoyuan, Taiwan, 2001: 267 – 270.
- [2] Scaglione A, Giannakis G B, Barbarossa S. Redundant filterbank precoders and equalizers—Part I: Unification and optimal designs. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(7): 1988 – 2006.
- [3] Wang Z, Ma X L, Giannakis G B. OFDM or single-carrier block transmissions? *IEEE Trans. on Communications*, 2004, 52(3): 380 – 394.
- [4] Ding Z, Li Y. On channel identification based on second-order cyclic spectra. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994, 42(5): 1260 – 1264.
- [5] Moulines E, Duhamel P, Cardoso J, Mayrargue S. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(2): 516 – 525.
- [6] Serpedin E, Giannakis G B. Blind channel identification and equalization with modulation-induced cyclostationarity. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1998, 46(7): 1930 – 1944.
- [7] Roy S, Li C Y. A subspace blind channel estimation method for OFDM systems without cyclic prefix. *IEEE Trans. on Wireless Communication*, 2002, 1(10): 572 – 579.
- [8] Cai X, Akansu A N. A subspace method for blind channel identification in OFDM systems. in Proc. ICC2000, New Orleans, LA, 2000: 929 – 933.
- [9] Li C Y, Roy S. Subspace-based blind channel estimation for OFDM by exploiting virtual carrier. *IEEE Trans. on Wireless Communication*, 2003, 2(1): 141 – 150.
- [10] Czylik A. Comparison between adaptive OFDM and single-carrier modulation with frequency-domain equalization. in Proc. Vehicular Technology Conf., Phoenix, AZ, 1997, 2: 865 – 869.
- [11] Scaglione A, Giannakis G B, Barbarossa S. Redundant filterbank precoder and equalizers part II: blind channel estimation, synchronization, and direct equalization. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(7): 2007 – 2022.
- 李 军: 男, 1972年生, 博士生, 研究方向为信号处理技术在无线通信中的应用.
- 廖桂生: 男, 1963年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事统计信号处理、子波变换和神经网络及其在雷达、通信中的应用.
- 郭庆华: 男, 1978年生, 硕士, 从事阵列信号处理及其在通信中应用方面的研究工作.