

SIMO SC-FDE 系统的 CFR 盲估计

李梦醒^{1,2} 黄龙杨³ 程 恩³ 刘泽民²(湖南城市学院物理与电信工程系 益阳 413000)¹ (北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)²
(厦门大学水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室 厦门 361005)³

摘 要 提出了一种基于线性预测的单输入多输出单载波频域均衡系统频域信道响应(也称为信道频率响应,CFR)盲估计算法。与传统的线性预测时域信道估计方法不同,提出的算法不需要计算新息以及新息和输出序列的互相关,而是直接从预测滤波器系数获得频域信道响应估计的闭式解。算法仅采用输出序列的二阶统计量,对信道阶次过估计具有鲁棒性,并且估计性能优于传统的线性预测时域信道估计方法。计算机仿真结果验证了理论分析的正确性。

关键词 单输入多输出,盲信道估计,信道频率响应,单载波频域均衡,线性预测算法

中图分类号 TN911.72 **文献标识码** A

Blind CFR Estimation for SIMO SC-FDE Systems

LI Meng-xing^{1,2} HUANG Long-yang³ CHENG En³ LIU Ze-min²(Department of Physics & Telecommunication Engineering, Hunan City University, Yiyang 413000, China)¹(School of Telecommunication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)²(Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology, Xiamen University, Xiamen 361005, China)³

Abstract A blind scheme to estimate frequency-domain channel response (is also called channel frequency response, CFR) in single-input multiple-output (SIMO) single-carrier frequency-domain equalization (SC-FDE) systems based on linear prediction algorithm(LPA) was presented. Compared with conventional LPA based time-domain channel estimation approach, this method obtains the closed-form solution for channel estimation in frequency-domain directly from tap weights of the prediction filter, rather than Cross-correlation of innovation and measurements. It exploits merely second-order statistics(SOS), and is robust to channel order overestimation. Furthermore, the performance of the proposal is better than conventional LPA based time-domain channel estimation approach. Finally, computer simulations confirm the theoretical analysis.

Key words SIMO, Blind channel estimation, CFR, SC-FDE, LPA

单载波频域均衡^[1](SC-FDE)和正交频分复用(OFDM)是目前应用最为广泛的宽带无线通信技术,二者具有相似的性能和相当的计算复杂度。但 SC-FDE 相对于 OFDM 有较低的峰均比(PAR),这意味着可以采用较低廉的功放设备。SC-FDE 对于载波频偏不像 OFDM 那么敏感,单载波传输的相关技术已经非常成熟,等等,这些优点使 SC-FDE 成为一种在未来移动通信系统中极具竞争力的技术,并被 802.16 标准采纳^[2]。

SC-FDE 系统在进行频域均衡时需要用到显式的 CFR^[3]估计。人们对 SC-FDE 系统时域和频域信道的估计与均衡已经进行了大量的研究^[4,5],其中盲方法无需训练序列^[6],从而提高了系统的频带效率。提出了一种基于 LPA 的 SIMO SC-FDE 系统 CFR 盲估计算法。线性预测估计的概念最早是由 Slock 等人提出的^[7],后来 Abed-Meraim 等人在此基础上提出线性预测信道盲辨识^[8],这是一种时域的方法。和其它基

于二阶统计量的盲方法(如子空间方法)相比,LPA 不需要确切知道信道记忆长度,只需要知道信道阶次的下界,即对信道阶次过估计具有鲁棒性。传统的 LPA 时域信道估计算法在求得线性预测滤波器系数后,还要求出新息(也就是预测误差)和输出序列的互相关,从而得到时域信道状态信息(CSI)的估计。提出的 SIMO SC-FDE 系统频域信道估计算法直接从线性预测滤波器系数获得系统的 CFR 估计值,不仅和传统的 LPA 时域信道估计算法一样对信道阶次过估计具有鲁棒性,而且估计性能更加优良。当采用接收收集时,系统就成为 SIMO 系统。

文中用黑体表示向量或矩阵, I_N 和 O_N 分别表示 N 阶单位矩阵和 0 矩阵,上标 $*$, T , H 和 -1 分别表示复共轭、矩阵转置、共轭转置和逆矩阵, \odot , $diag(\cdot)$, $\|\cdot\|$, $E(\cdot)$ 和 $Arg(\cdot)$ 分别代表循环卷积、对角矩阵或块对角矩阵、范数、数学期望和复数幅角主值。

到稿日期:2008-10-28 返修日期:2009-06-10 本文受 863 国家高科技计划资助项目(2006AA09Z108),国家自然科学基金项目(60672046),湖南省教育厅科研项目(08C196)资助。

李梦醒(1972-),男,博士研究生,主要研究方向为通信中的信号处理,E-mail:thxlmx@bupt.cn;黄龙杨 博士生,主要研究方向为智能信号处理;程 恩 博士,教授,主要研究方向为水声通信;刘泽民 教授,博士生导师,IEEE 高级会员,主要研究方向为无线宽带通信相关技术。

1 SIMO SC-FDE 系统的信号模型

在一个添加了循环前缀的 SIMO SC-FDE 通信系统发送端,信息序列被分成长度为 N 的数据分块,每个数据分块的前面添加长度大于信道记忆长度的循环前缀,循环前缀使信道的无噪声输出部分等于信息序列与信道冲激响应(CIR)的循环卷积。设接收天线数为 q ,用 $x_k = [x_k(0) \ x_k(1) \ \dots \ x_k(N-1)]^T$ 表示第 k 个数据分块;令 $h_j = [h_j(0) \ h_j(1) \ \dots \ h_j(M-1)]^T$ 表示发送天线到第 j 个输出天线的信道信道冲激响应,其中 $j \in [1, q]$, M 表示信道阶次; $y_{k,j}(n)$ 表示接收信号,定义 $y_{k,j} = [y_{k,j}(0) \ y_{k,j}(1) \ \dots \ y_{k,j}(M)]^T$;用 w 表示信道加性高斯噪声,并且 $w_{k,j}(n)$ 和 $w_{k,j}$ 分别采用与 $y_{k,j}(n)$ 和 $y_{k,j}$ 同样形式的定义,则 SIMO 系统的 SC-FDE 通信系统的时域信号模型可表示为

$$y_{k,j} = x_k \odot h_j + w_{k,j} \quad (1)$$

用 $Y_{k,j}$, X_k 和 $W_{k,j}$ 分别表示 $y_{k,j}$, x_k 和 $w_{k,j}$ 的 N 点对称形式 DFT, H_j 表示 h_j 的 N 点 DFT,式(1)的频域表示为

$$Y_{k,j}(i) = H_j(i) X_k(i) + W_{k,j}(i), i \in [0, N-1] \quad (2)$$

2 基于线性预测的 CFR 盲估计算法

在进行算法推导前,不失一般性,做如下合理假设:

(1)假设信道噪声是时间白色的,且与信源序列不相关,功率为 σ^2 。

(2)信源序列是时间白色的,且功率为 1。

为了使算法推导过程更加简单明了,先考虑无信道噪声条件下的算法,然后再推广到有噪声情形。

2.1 无信道噪声条件下的 CFR 盲估计

定义 $y_k(n) = [y_{k,1}(n) \ y_{k,2}(n) \ \dots \ y_{k,q}(n)]^T$, $h(i) = [h_1(i) \ h_2(i) \ \dots \ h_q(i)]^T$,那么信道的输入输出关系可以写为

$$y_k(n) = \sum_{i=0}^{M-1} h(i) x_k(n-i) \quad (3)$$

如果定义 $Y_k(i) = [Y_{k,1}(i) \ Y_{k,2}(i) \ \dots \ Y_{k,q}(i)]^T$ 和 $H(i) = [H_1(i) \ H_2(i) \ \dots \ H_q(i)]^T$,那么信道输入输出关系的频域表示也可写为

$$Y_k(i) = H(i) X_k(i) \quad (4)$$

定义 $y_k(n)$ 的自相关 $r_y(n, m) = E[y_k(n) y_k^H(n-m)]$, $n \in [0, N-1]$, $m \in [-N+1, N-1]$,不难求得

$$r_y(n, m) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{M-m} h_{m+i} h_i^H, & 0 \leq m \leq M \\ 0, & m > M \\ r_y^H(n, -m), & m < 0 \end{cases}$$

因此 $r_y(n, m)$ 是一个与 n 无关的量,可将 $r_y(n, m)$ 记为 $r_y(m)$ 。同时根据式(3),有 $E[y_k(n)] = 0$ 也是一个与 n 无关的量,所以 $\{y_k(n), n \in [0, N-1]\}$ 是一个广义平稳过程。设 $h(z) = \sum_{i=0}^{M-1} h(i) z^{-i}$,如果 $h(z)$ 无公共零点(包括 $z=0$),根据广义 Bezout 等式,MA(Moving-Average)过程 $y_k(n)$ 同时也是有限阶 AR(autoressive)过程。由文献[8], $y_k(n)$ 存在一个阶次小于或等于 M 的线性预测滤波器,并且新息等于 $h(0) x(n)$ 。设线性预测滤波器阶次等于 $L(L \leq M)$,那么

$$y_k(n) = y_k(n) + h(0) x_k(n) = \sum_{i=1}^L A_i^H y_k(n-i) + h(0) x_k(n) \quad (5)$$

其中, A_i 是 $q \times q$ 的预测滤波器系数矩阵, $y_k(n)$ 是 $y_k(n)$ 的预测值。可以采用如下扩展的线性预测维纳-霍夫方程求预测滤波器系数

$$RA = r \quad (6)$$

其中,

$$R = \begin{bmatrix} r_y(0) & r_y(1) & \dots & r_y(L) \\ r_y(-1) & r_y(0) & \dots & r_y(L-1) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ r_y(-L) & \dots & r_y(-1) & r_y(0) \end{bmatrix},$$

$$A = \begin{bmatrix} 0_q \\ A_1 \\ \dots \\ A_L \end{bmatrix}, r = \begin{bmatrix} r_y(0) - h(0) h^H(0) \\ r_y(-1) \\ \dots \\ r_y(-L) \end{bmatrix}$$

根据式(6),如果已知 $r_y(i), 0 \leq i \leq L$,则可求出预测滤波器系数 A_i 和 $h(0) h^H(0)$ 。因为 $h(0) h^H(0)$ 的秩为 1,所以对 $h(0) h^H(0)$ 进行特征分解

$$h(0) h^H(0) = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_q] \begin{bmatrix} 0 & & & \\ & \lambda & & \\ & & \ddots & \\ & & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^H \\ u_2^H \\ \dots \\ u_q^H \end{bmatrix}$$

$$= (\sqrt{\lambda} u_1) (\sqrt{\lambda} u_1)^H \quad (7)$$

其中, λ 为非零特征值, $u_1 \ u_2 \ \dots \ u_q$ 表示特征向量。根据式(7)可以得到

$$h(0) = (\sqrt{\lambda} u_1) \quad (8)$$

其中, λ 称为标量因子模糊度(因为 $|\lambda| = 1$,所以实际上就是一个相位模糊度),这个模糊度是所有基于二阶统计量盲辨识方法客观上存在的,可以用通信中的有限字符集^[9]或其它盲源分离方法^[10]消除。

由式(3),当 $0 \leq l \leq M-1$,可以得到

$$y_k(l) = h(0) x_k(l) + \dots + h(l) x_k(0) + h(l+1) x_k(N-1) + \dots + h(M) x_k(N-M+l) \quad (9)$$

又根据式(5),可以得到

$$y_k(l) = h(0) x_k(l) + A_1^H y_k(l-1) + \dots + A_L^H y_k(0) + A_{L+1}^H y_k(l-1) + \dots + A_M^H y_k(-L+l) \quad (10)$$

因此有

$$h(1) x_k(l-1) + \dots + h(l) x_k(0) + h(l+1) x_k(N-1) + \dots + h(L) x_k(N-L+l) = A_1^H y_k(l-1) + \dots + A_L^H y_k(0) + A_{L+1}^H y_k(l-1) + \dots + A_M^H y_k(-L+l) \quad (11)$$

式(11)等号两边同乘以 $x_k^*(N-1)$ 并取数学期望,得到

$$h(l+1) = A_1^H E[y_k(l-1) x_k^*(N-1)] + A_2^H E[y_k(l-2) x_k^*(N-1)] + \dots + A_{L+1}^H E[y_k(l-L) x_k^*(N-1)]$$

根据式(9),有 $E[y_k(l-i) x_k^*(N-1)] = A_i^H h(l-i+1), i \in [1, L]$,所以

$$h(l+1) = A_1^H h(l) + A_2^H h(l-1) + \dots + A_{L+1}^H h(0)$$

$$= \sum_{i=1}^{L+1} A_i^H h(l-i+1) \quad (12)$$

其中,当 $L < i \leq M, A_i = 0$ 。

又因为 $y_k(M) = h(0) x_k(M) + h(1) x_k(M-1) + \dots + h(M) x_k(0) = h(0) x_k(M) + A_1^H y_k(M-1) + \dots + A_L^H y_k(M-L)$,所以有

$$h(1) x_k(M-1) + \dots + h(M) x_k(0) = A_1^H y_k(M-1) + \dots +$$

$$A_L^H y_k(M-L) \quad (13)$$

式(13)等号两边分别同乘以 $x_k^*(N-1), x_k^*(N-2), \dots, x_k^*(N-L)$ 并取数学期望,得到

$$\sum_{i=c}^L A_i^H h_{M-i+c} = 0, c \in [1, L] \quad (14)$$

可以将式(12)和式(14)扩展成如下的矩阵形式

$$\begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \dots \\ h(M) \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_q & \dots & 0_q & A_L^H & \dots & A_2^H & A_1^H \\ A_1^H & 0_q & \dots & 0_q & A_L^H & \dots & A_2^H \\ \dots & \dots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \dots \\ A_{L-1}^H & \dots & A_1^H & 0_q & \dots & 0_q & A_L^H \\ A_L^H & A_{L-1}^H & \dots & A_1^H & 0_q & \dots & 0_q \\ \dots & \dots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \dots \\ 0_q & \dots & A_L^H & A_{L-1}^H & \dots & A_1^H & 0_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \dots \\ h(M) \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h(0) \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

定义 $h = [h^T(0) \quad h^T(1) \quad \dots \quad h^T(M) \quad 0 \quad \dots \quad 0]_{Nq \times 1}^T, \tilde{A} = [0_q \quad A_1 \quad \dots \quad A_L \quad 0_q \quad \dots \quad 0_q]_{Nq \times q}$, 则式(15)可以写为

$$h = \tilde{A} \odot h + [h^T(0) \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \quad (16)$$

用 F 表示 q 维 N 点 Fourier 变换矩阵,即

$$F = \begin{bmatrix} \phi^{0 \times 0} I_q & \phi^{0 \times 1} I_q & \dots & \phi^{0 \times (N-1)} I_q \\ \phi^{1 \times 0} I_q & \phi^{1 \times 1} I_q & \dots & \phi^{1 \times (N-1)} I_q \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \phi^{(N-1) \times 0} I_q & \phi^{(N-1) \times 1} I_q & \dots & \phi^{(N-1) \times (N-1)} I_q \end{bmatrix}$$

其中, $\phi = e^{-j2\pi/N}$ 。对式(16)两边同乘以 F ,得到

$$H = \text{diag}(\tilde{A}_{F,0} \quad \tilde{A}_{F,1} \quad \dots \quad \tilde{A}_{F,N-1}) \cdot H + [h^T(0) \quad h^T(0) \quad \dots \quad h^T(0)]^T \quad (17)$$

其中, H 为 h 的 q 维 N 点 Fourier 变换, $\tilde{A}_{F,i}$ 是 \tilde{A} 的大小为 $q \times q$ 的子分块矩阵。由式(17), $(I_q - \tilde{A}_{F,i}) H(i) = h(0)$,从而得到

$$H(i) = (I_q - \tilde{A}_{F,i})^{-1} h(0) \quad (18)$$

通过式(18)即可求得系统的 CFR。

至此,算法中需要计算的变量均已从基于各接收天线的输出序列求得,可以将上面的研究结果归纳成如下几个步骤。

(1) 因为线性预测对预测滤波器阶次超过实际阶次不敏感,所以可以取 $L = M$ 。假设信道共接收到 K 个长度为 N 的数据分块,并假设输出序列是各态遍历的,得到如下关于 r_y 的一个无偏估计:

$$r_y(i) = \frac{1}{K(N-i)} \sum_{k=1}^{K-N-i} y_k(n) y_k^*(n-i), 0 \leq i < M \quad (19)$$

(2) 再由式(6)和式(8)求解 A 以及 $h(0)$,并由 A 求出所有 $\tilde{A}_{F,i}$ 。要注意的是由于噪声的影响,可能导致求得的 $h(0)$ $h^H(0)$ 是满秩矩阵,此时只需选取其最大的特征值及其对应的特征向量。

(3) 由式(18)求系统 CFR 的估计值 $H(i) = (I_q - \tilde{A}_{F,i})^{-1} h(0)$,并消除标量模糊度。

2.2 有信道噪声条件下的 CFR 盲估计

在信道被加性白色噪声污染的条件下,为了进行线性预测,需要先求出对应的无信道噪声条件下的输出序列自相关系数。根据假设(1)和(2),易知无信道噪声条件下第一个自相关系数等于 $r_y(0) - 2I_q$,其它自相关系数与信道被加性白色噪声污染时的自相关系数相等。还有,在信道被加性白色噪声污染条件下,显然式(12)和式(14)的关系仍然成立,所以式(18)也是加性白色噪声污染条件下系统 CFR 的闭式解。

根据以上分析,在信道被加性白色噪声污染的条件下,只需要将第一个自相关系数减去 $2I_q$,然后采用和无信道噪声时完全一样的计算,就可以实现系统的 CFR 盲估计。

传统的 LPA 时域信道估计算法应用到 SIMO SC-FDE 通信系统,其计算过程如下:根据式(19)估计出信道输出序列的自相关系数,根据式(6)求预测滤波器系数和信道的首部系数,然后计算新息,估计出新息和输出序列的互相关,再根据这个互相关值获得时域信道估计,将时域信道估计结果变换到频域供后边的均衡器使用。根据上面的计算过程,因为估计得到的信道输出序列自相关系数必定存在误差,所以求得的预测滤波器系数和信道的首部系数也必定存在误差,还有求得的新息以及新息和输出序列的互相关都不可避免地存在误差,且在信噪比(SNR)较低时这个误差会更大。

本文提出的算法直接从线性预测滤波器系数获得系统 CFR 估计值的闭式解,避免了计算新息以及新息和输出序列的互相关,因此必定具有更高的估计精度,并且在 SNR 较低时这种性能的提高会更明显。

3 仿真和分析

在以下的仿真实验中,信噪比定义为每符号平均功率和噪声功率的比值,每数据块长度 $N = 32$ 个符号,添加长度为 10 个符号的循环前缀,接收天线数目 $q = 2$ 。信道采用与文献[11]相同的 $M = L = 3$ 的静态信道,信道脉冲响应为

$$\begin{aligned} h_1 &= [(-0.1892, 0.4273), (-0.2839, 0.6984), \\ &\quad (0.1274, 0.4321), (-0.0451, 0.0912)] \\ h_2 &= [(0.3600, 0.1388), (0.1041, 0.4126), \\ &\quad (0.0914, 0.1885), (0.2052, -0.0739)] \end{aligned}$$

本文采用与文献[12]相同的方法 $\hat{h} = \text{Arg}(h(0)/h(0))$ 确定相位模糊。共接收 $K = 300$ 个数据分块,所有仿真结果均为 100 次 Monte Carlo 实验的平均。

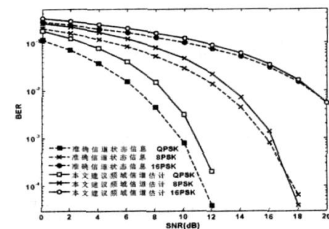


图1 不同调制方式下的误比特性能

首先考察了算法的有效性。仿真计算了 SNR 从 0dB 到 20dB 不同环境下,分别采用 QPSK,8PSK 和 16PSK 调制方式的 SC-FDE 通信系统,利用本文算法估计结果均衡后的误比特(BER)性能。系统采用 MMSE 频域均衡器,送入解调器的信号是两个信道均衡后的平均值。从图 1 可以看出,本文算法可以很好地和频域均衡器一起工作。当 $SNR = 12$ dB 时,对应于 QPSK,8PSK 和 16PSK 3 种不同调制方式,本文

算法和准确信道条件下的 BER 性能相差分别只有 0.000161, 0.035 和 0.0155。随着 SNR 的升高,无论采用哪种调制方式,本文算法 BER 性能都会和准确信道条件下 BER 性能越来越接近,这是由于在较高 SNR 条件下,得到的输出序列自相关系数估计以及预测滤波器系数都更精确。

在另一个仿真实验中,对本文算法和传统 LPA 时域信道估计方法进行了比较。用 CFR 的均方根误差 (RMSE) 作为衡量估计效果的依据,即

$$RMSE = \frac{1}{N_m p} \sum_{p=1}^{N_m} \frac{|H^p - H|}{|H|} \quad (20)$$

其中, N_m 为 Monte Carlo 实验次数, H^p 表示第 p 次实验的估计结果。从图 2 可以看出,本文提出的算法估计性能要优于传统 LPA 时域信道估计方法。与第 3 节理论分析一致,在低 SNR 条件下,因为求得的新息以及新息和输出序列的互相关的误差会比较大,所以这种优势更加明显。而随着 SNR 的增加,二者的性能越来越接近,超过 20dB 后,性能基本趋于一致。

最后,实验还考察了信道阶次过估计条件下算法的误差性能。调制方式为 8PSK。如图 3 所示,当信道阶次取 4 和 5 时,其估计性能与取实际信道阶次 3 时非常接近,尤其当 SNR 16dB 时,估计误差基本相等。这表明本文提出的算法对信道阶次过估计并不敏感。因此可以认为,在实际应用中,本文提出的算法并不需要确切知道信道阶次,只需要知道信道阶次的下界。

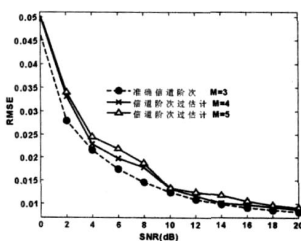
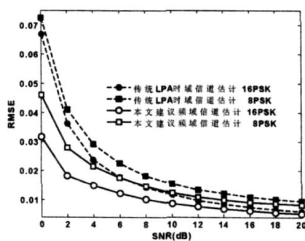


图 2 与传统 LPA 时域信道估计的 RMSE 对比

图 3 信道阶次过估计时的 RMSE

结束语 精确的 CFR 估计是保证 SIMO SC-FDE 通信系统性能的关键因素。本文提出的基于线性预测的 CFR 盲估计算法仅采用输出信号的二阶统计量,直接从线性预测滤波器系数获得系统 CFR 估计值的闭式解,避免了计算预测误差以及预测误差和输出序列的互相关,比 LPA 时域信道估计具有更高的估计精度,尤其在较低 SNR 时这种优势更加明显,而且算法对信道阶次过估计不敏感。仿真结果表明本文

提出的算法具有很好的估计效果。

参考文献

- [1] Wang Z, Ma X L, Gannakis. OFDM or Single-Carrier Block Transmission [J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(3): 380-394
- [2] P802.16a. Draft Amendment to IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems-Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 G[S]
- [3] Yang Y, Chew Y H, Tjhung T T. Frequency-domain channel frequency response estimation for space-time coded MIMO systems [C]. IEEE International Conference on Communications, Istanbul, Turkey, 2006: 3123-3128
- [4] Kwon H J, Baek J S, Seo J S. Weighted Block Adaptive Channel Estimation for STBC SC-FDE over Frequency-Selective Fading Channels [J]. IEEE Electronics Letters, 2007, 43(15): 840-841
- [5] 杨波,冯久超.一种噪声和畸变混沌信号的滤波策略-I:盲信道均衡[J].计算机科学,2006,33(9):61-65
- [6] Cai B, Zhao M J, Qiu P L. A Novel Subspace-Based Blind Channel Estimation for Cyclic Prefixed Single-Carrier Transmissions [C]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Las Vegas, USA, 2006: 1537-1542
- [7] Slock D. Blind Fractionally-Spaced Equalization, Perfect-Reconstruction Filter Banks and Multichannel Linear Prediction [C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Adelaide, Australia, 1994: 585-588
- [8] Karim A M, Eric M, Philippe L. Prediction Error Method for Second-Order Blind Identification [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(3): 694-705
- [9] Ghaleb I, Alim O A, Seddik K. A new finite alphabet based blind channel estimation for OFDM systems [C]. IEEE 5th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Lisbon, Portugal, 2004: 102-105
- [10] Cao X R, Liu R W. General Approach to Blind Source Separation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(3): 562-571
- [11] Roy S, Li C Y. A Subspace Blind Channel Estimation Method for OFDM Systems Without Cyclic Prefix [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(1): 141-150
- [12] Tugnait J K, Luo W L. Linear Prediction Error Method for Blind Identification of Periodically Time-Varying Channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(12): 3070-3082

(上接第 42 页)

- [2] Rost S, Balakrishnan H. Memento: A Health Monitoring System for Wireless Sensor Networks [C]. 2006 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Adhoc Communications and Networks, Reston VA, USA, 2006: 575-584
- [3] Ramanathan N, Chang K, Kohler E, et al. Sympathy for the sensor network debugger [C]. Networked sensor systems: Third ACM Conference on Embedded Networked Sensor System (SenSys), San Diego, California, USA, 2005: 255-267
- [4] Hsin C F, Liu M. A Distributed Monitoring Mechanism for Wireless Sensor Networks [C]. Proceeding of the 3rd ACM Workshop on Wireless Security, Atlanta, GA, USA, 2002: 57-66

- [5] Bapat S, Leal W, Kwon T, et al. Chowkidar: A Health Monitor for Wireless Sensor Network Testbeds [R]. OSU-CISRC-10/06-TR76. The Ohio State University, 2006
- [6] Eai W, Bapat S, Kwon T, et al. Stabilizing Health Monitoring for Wireless Sensor Networks [C]. Lecture Notes in Computer Science: 8th International Symposium on Stabilization, Safety, and Security of Distributed Systems, Dallas, TX, USA, 2006: 395-410
- [7] 王珏明,顾超,钱莉.无线传感网之能量篇[J].计算机应用与软件,2007,24(1):85-86,103
- [8] Koushanfar F, Potkonjak M, Sangiovanni V. On-line Fault Detection of Sensor Measurements [C]. Sensors, 2003. Proceedings of IEEE, Toronto, Canada, 2003, 2: 974-979