

文章编号:1004-9037(2014)06-0986-05

IQ 不平衡 OFDM 系统高性能稀疏信道估计算法

陈 宇¹ 未 元¹ 梁 彦² 王 进¹ 顾 晨¹
童娟娟¹ 束 锋^{1,3,4} 陆锦辉¹

(1. 南京理工大学电子工程与光电技术学院, 南京, 210094;

2. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京, 210003; 3. 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京, 210096;

4. 南京理工大学近程高速目标探测技术国防重点学科实验室, 南京, 210094)

摘要:针对正交频分复用系统中收发两端都有同相和正交不平衡的问题, 本文提出了一种时域最小二乘(Time domain least square, TD-LS)信道估计算法。在此基础上, 为了进一步挖掘无线信道的稀疏特性, 又引入稀疏信号处理理论中的迭代收缩(Iterative shrinkage, IS)和平行协调下降(Parallel coordinate descent, PCD)思想, 构造了一种联合的信道估计算法:TD-LS-IS-PCD。仿真结果表明:采用相同的最小二乘补偿算法时, 提出的 TD-LS 和 TD-LS-IS-PCD 的误码性能明显优于传统的频域最小二乘算法;同时 TD-LS-IS-PCD 算法误码性能优于 TD-LS, 逼近理想情况, 因此该算法充分挖掘了信道的稀疏特性。

关键词:正交频分复用; IQ 不平衡; 稀疏性; 迭代收缩; 平行协调下降

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

High-Performance Sparse Channel Estimator for OFDM System with IQ Imbalances

Chen Yu¹, Wei Yuan¹, Liang Yan², Wang Jin¹, Gu Chen¹,
Tong Juanjuan¹, Shu Feng^{1,3,4}, Lu Jinhui¹

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, 210094, China;

2. College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunication, Nanjing, 210003, China;

3. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, 210096, China;

4. Ministerial Key Laboratory of JGMT, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, 210094, China)

Abstract: In the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system with IQ imbalances, a time-domain least square (TD-LS) algorithm is proposed to estimate channel and IQ-imbalance parameters. To further exploit the sparsity of wireless channel, iterative shrinkage (IS) and parallel coordinate descent (PCD) are combined with the proposed TD-LS to form a new joint channel estimator TD-LS-IS-PCD. Simulation result shows that, in terms of bit error rate (BER), the proposed TD-LS and TD-LS-IS-PCD algorithms perform much better than the traditional frequency-domain least square (FD-LS) when the same least square equalizer is adopted. Furthermore, the BER performance of TD-LS-IS-PCD approaches that of the ideal channel estimator.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); IQ imbalances; sparsity; iterative shrinkage; parallel coordinate descent

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金(30920130122004)资助项目;国家自然科学基金(61271230)资助项目;东南大学移动通信国家重点实验室开放课题(2013D02)资助项目。

收稿日期:2014-01-02;修订日期:2014-05-16

引言

无线多径信道通常具有稀疏特性,即冲击响应系数中的大多数分量为零,或者接近零。此种稀疏性在宽带无线通信系统中尤为明显,例如,山区信道^[1]、数字视频广播信道、数字调幅广播信道^[2]和海底水声信道。因此稀疏信道的估计算法一直为学术界和工业界的研究热点。近年来,国内外很多研究人员对正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统中的信道估计问题进行了大量研究,提出了多种估计方法。文献[1]讨论了在时域、频域和空域基于压缩感知的稀疏信道估计问题。文献[3]利用匹配追踪算法进行稀疏信道估计。文献[4]介绍的递归最小二乘算法分两步进行信道估计,首先检测出能量较高的几个抽头位置,再利用检测出来的这几个抽头在传统信道估计的基础上进行二次估计。文献[5]主要研究在采用梳状导频图案的 OFDM 水声通信系统中,利用 DFT 变换的方法来实现信道估计,提出了一种适用于实时高速水声通信系统的信道估计算法。文献[6]提出了一种修正的最小二乘(Least square, LS)算法,基于广义的 Akaike 信息准则估计稀疏的频率选择性信道。文献[7]基于最小均方误差准则以及给定的导频分布对导频功率及相位进行设计,提出了一种适用于 OFDM 系统的低复杂度信道时域响应估计算法。然而,以上所有算法并未考虑 IQ 不平衡带来的影响^[8]。文献[9]在收发两端都存在 IQ 不平衡的情况下,研究了一种基于实值滤波器的时域盲补偿算法。文献[10]在存在 IQ 不平衡的多输入多输出 OFDM 系统中,针对循环前缀不足的情况,提出一种新的补偿方法,统一了现有的几种 IQ 不平衡补偿和块间干扰消除方法。本文研究了在收发两端都有 IQ 不平衡的 OFDM 系统中的稀疏信道估计方法。

1 系统模型

文献[8]所述的带有 IQ 不平衡的 OFDM 系统模型,发射端 N 个子信道传输的数据符号可以表示为

$$\mathbf{s} = [s(1), s(2), \dots, s(N)]^T \quad (1)$$

对 \mathbf{s} 进行离散傅里叶逆变换(Inverse discrete Fourier transform, IDFT),可以得到时域的数据符号

$$\bar{\mathbf{s}} = \mathbf{F}^H \cdot \mathbf{s} \quad (2)$$

式中: \mathbf{F} 为归一化傅里叶变换矩阵,该矩阵中的元素可以表示为

$$\mathbf{F}(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi(m-1)(n-1)}{N}\right) \quad (3)$$

$$j = \sqrt{-1}, m, n \in \{1, 2, \dots, N\}$$

考虑到发射端 IQ 不平衡、多径衰落和接收端 IQ 不平衡对信号的影响,可以得到接收端频域向量表达式

$$\mathbf{z} = (\mu_r, \mu_t \text{diag}(\mathbf{H}) + \nu_r \nu_t^* (\mathbf{H}^\#)) \mathbf{s} + (\mu_r \nu_t \text{diag}(\mathbf{H}) + \nu_r \mu_t^* (\mathbf{H}^\#)) \mathbf{s}^\# + \mathbf{w} \quad (4)$$

式中运算符 $\#$ 定义如下

$$\mathbf{X}^\# = [X^*(1), X^*(N), \dots, X^*(N/2+2), X^*(N/2+1), \dots, X^*(2)]^T \quad (5)$$

μ_t 和 ν_t 为发射端不平衡参数, μ_r 和 ν_r 为接收端不平衡参数,定义如下

$$\mu_t = \cos(\theta_t/2) + j\alpha_t \sin(\theta_t/2) \quad (6)$$

$$\nu_t = \alpha_t \cos(\theta_t/2) - j\sin(\theta_t/2)$$

$$\mu_r = \cos(\theta_r/2) + j\alpha_r \sin(\theta_r/2) \quad (7)$$

$$\nu_r = \alpha_r \cos(\theta_r/2) - j\sin(\theta_r/2)$$

式中: θ_t 和 α_t 为发射端 I 路和 Q 路的相位和幅度失真, θ_r 和 α_r 为接收端 I 路和 Q 路的相位和幅度失真

$$\mathbf{H} = \mathbf{F}_{N \times N} \begin{pmatrix} \mathbf{h} \\ \mathbf{0}_{(N-L) \times 1} \end{pmatrix} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{h} = [h(1), h(2), \dots, h(L+1)]^T$ 为信道冲激响应,其中 $L+1$ 是循环前缀的长度

$$\mathbf{w} = \mu_r \mathbf{v} + \nu_r \mathbf{v}^\# \quad (9)$$

式中: \mathbf{v} 为频域的高斯白噪声。

为了简化后面的讨论,本文假设每个 OFDM 符号的信道冲击响应是块衰落的^[11]。

2 本文的信道估计算法

2.1 时域最小二乘算法

定义

$$\mathbf{H}_a = \mathbf{F}_{N \times N} \begin{pmatrix} \mu_r \mu_t \mathbf{h} + \nu_r \nu_t^* \mathbf{h}^* \\ \mathbf{0}_{(N-L) \times 1} \end{pmatrix} = \mathbf{F}_{N \times L} \mathbf{h}_a \quad (10)$$

$$\mathbf{H}_b = \mathbf{F}_{N \times N} \begin{pmatrix} \mu_r \nu_t \mathbf{h} + \nu_r \mu_t^* \mathbf{h}^* \\ \mathbf{0}_{(N-L) \times 1} \end{pmatrix} = \mathbf{F}_{N \times L} \mathbf{h}_b \quad (11)$$

式中

$$\mathbf{h}_a = \mu_r \mu_t \mathbf{h} + \nu_r \nu_t^* \mathbf{h}^* \quad (12)$$

$$\mathbf{h}_b = \mu_r \nu_t \mathbf{h} + \nu_r \mu_t^* \mathbf{h}^* \quad (13)$$

应用式(10~13),式(4)可以简化为

$$\mathbf{z} = \text{diag}\{\mathbf{H}_a\} \mathbf{s} + \text{diag}\{\mathbf{H}_b\} \mathbf{s}^\# + \mathbf{w} = \text{diag}\{\mathbf{s}\} \mathbf{F}_{N \times (L+1)} \mathbf{h}_a + \text{diag}\{\mathbf{s}^\#\} \mathbf{F}_{N \times (L+1)} \mathbf{h}_b + \mathbf{w} \quad (14)$$

上式可以表示为

$$\mathbf{z} = [\text{diag}(\mathbf{s}) \mathbf{F}_{N \times (L+1)} \text{diag}(\mathbf{s}^\#) \mathbf{F}_{N \times (L+1)}] \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_a \\ \mathbf{h}_b \end{bmatrix}$ 。若每帧只有一个训练 OFDM 符号,可以直接应用式(15)。若每帧存在多个训练 OFDM 符号,构建如下的矩阵向量形式

$$\mathbf{z} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (16)$$

其中 $\mathbf{z} = (\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_M)^\top$, $\mathbf{A} = (\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_M)^\top$, $\mathbf{w} = (\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_M)^\top$, 而 \mathbf{z}_i , \mathbf{A}_i 和 \mathbf{w}_i 分别为每帧第 i 个训练 OFDM 符号的频域接收符号向量、发送符号向量和信道噪声向量, M 为每帧训练 OFDM 符号的数目。

当 $MN > 2(L+1)$ 时,可以得到

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{A}^* \mathbf{z} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{z} \quad (17)$$

当 $N > 2(L+1)$ 时,单个训练 OFDM 符号即可以完成式(12)和(13)中所有信道参数的估计。此外,当 $N \gg 2(L+1)$ 时,每帧每个 OFDM 符号只需 $N_p \geq 2L+2$ ($N_p < N$) 个训练网格就可以完成一次信道估计。由于充分挖掘了信道参数的时域特性,与文献[3]中的频域最小二乘(Frequency-domain least square, FD-LS)估计算法相比,以上的时域最小二乘(Time-domain least square, TD-LS)估计算法可以获取 $N/(L+1)$ 的信噪比增益。

2.2 基于迭代收缩和平行协调下降的联合信道估计算法

当无线信道具有稀疏特性时,式(12)和(13)中的 \mathbf{h}_a 和 \mathbf{h}_b 也具有稀疏性。所以估计 \mathbf{h}_a 和 \mathbf{h}_b 问题可转化为如下的优化问题

$$\begin{cases} \min_x \|\mathbf{x}\|_0 \\ \text{s. t. } \mathbf{z} = \mathbf{A}\mathbf{x} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\|\cdot\|_0$ 是零范数, $\|\mathbf{x}\|_0$ 表示向量 \mathbf{x} 中非零分量的个数。上述问题是个 NP 问题,可以得到它的近似解如下

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_x f(\mathbf{x}) \quad (19)$$

式中

$$f(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \|\mathbf{z} - \mathbf{A}\mathbf{x}\|_2 + \lambda \|\mathbf{x}\|_1 \quad (20)$$

用 l_1 (1 范数) 代替 l_0 (0 范数), 式(20)可写成如下实值形式

$$f(\mathbf{x}) = \psi(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{z}} - \bar{\mathbf{A}}\mathbf{x}\|_2 + \lambda \|\bar{\mathbf{x}}\|_1 \quad (21)$$

式中

$$\bar{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}(\mathbf{z}) \\ \mathcal{I}(\mathbf{z}) \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}(\mathbf{A}) & -\mathcal{I}(\mathbf{A}) \\ \mathcal{I}(\mathbf{A}) & \mathcal{R}(\mathbf{A}) \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}(\mathbf{x}) \\ \mathcal{I}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad (22)$$

为了求解上述问题的全局最优解,本节引入稀疏信号处理理论中的迭代收缩(Iterative shrinkage, IS)和平行协调下降(Parallel coordinate descent, PCD)思想,与 TD-LS 算法结合,构成了一种新的联合信道估计算法:TD-LS-IS-PCD。对简单的协调下降算法每次只需计算一个元素,如此每次就用到字典的一个列元素。但是经过一系列的下降步骤以后,就可以形成更加简单的联合下降,因此可以将所有的元素组合到一起计算,这样可以把字典作为一个整体一次性计算出来,以备在以后的迭代收缩步骤中使用。

假设已知初始解 $\bar{\mathbf{x}}_0$, 则可利用最小化下式对向量 $\bar{\mathbf{x}}_0$ 的第 k 个元素进行更新

$$g(\boldsymbol{\gamma}) = \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{z}} - \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}_0 - a_k(\boldsymbol{\gamma} - \bar{\mathbf{x}}_0(k))\|_2^2 + \lambda |\boldsymbol{\gamma}| \quad (23)$$

式中: a_k 是字典 $\bar{\mathbf{A}}$ 中的第 k 列。 $a_k(\boldsymbol{\gamma} - \bar{\mathbf{x}}_0(k))$ 项削弱了当前解的作用并加入了更新后的解。经过一系列简单的代数运算后得到式(23)的等价表达式

$$g(\boldsymbol{\gamma}) = \frac{1}{2} \|\mathbf{a}\|_2^2 \cdot (\boldsymbol{\gamma} - \boldsymbol{\gamma}_0)^2 + \lambda |\boldsymbol{\gamma}| \quad (24)$$

式中

$$\boldsymbol{\gamma}_0 = \frac{\mathbf{a}^\top (\bar{\mathbf{z}} - \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}_0)}{\|\mathbf{a}\|_2^2} + \bar{\mathbf{x}}_0(k) \quad (25)$$

由式(24)可以获得 $\bar{\mathbf{x}}(k)$ 最优解为

$$\bar{\mathbf{x}}(k)^{\text{opt}} = S_{\lambda/\|\mathbf{a}_k\|_2^2} \left(\frac{\mathbf{a}_k^\top (\bar{\mathbf{z}} - \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}_0)}{\|\mathbf{a}_k\|_2^2} + \bar{\mathbf{x}}_0(k) \right) \quad (26)$$

其中函数 S_τ 定义为

$$S_\lambda(\tau) = \begin{cases} 0 & |\tau| \leq \lambda \\ \tau - \text{sign}(\tau)\lambda & \text{其他} \end{cases} \quad (27)$$

在第 $i+1$ 步迭代过程中, $\bar{\mathbf{x}}_{i+1}$ 可以通过对 $\bar{\mathbf{x}}_i$ 进行下式的运算获得

$$\bar{\mathbf{x}}_{i+1} = \bar{\mathbf{x}}_i + \eta(\mathbf{v}_i - \bar{\mathbf{x}}_i) \quad (28)$$

式中, $\eta \in [0, 1]$ 为尺度标量, 由线性搜索算法获得, \mathbf{v}_i 定义为

$$\mathbf{v}_i = S_{\lambda/\|\mathbf{a}_k\|_2^2} \left(\frac{\mathbf{a}_k^\top (\bar{\mathbf{z}} - \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}_i)}{\|\mathbf{a}_k\|_2^2} + \bar{\mathbf{x}}_i(k) \right) \quad (29)$$

循环次数 K 足够大之后, 当满足

$$\|\bar{\mathbf{x}}_{K+1} - \bar{\mathbf{x}}_K\|_2 \leq \epsilon \quad (30)$$

时结束循环, 此时获得估计结果 $\hat{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{x}}_{K+1}$ 。式中的

ϵ 为一个足够小的值,代表估计值和最优解之间的允许偏差。

3 仿真参数与结果分析

本文仿真采用典型郊区信道模型^[13],系统仿真参数设为:OFDM 系统子载波数 $N=256$,循环前缀长度 $L+1=16$,信号带宽 $BW=5$ MHz,数字调制方式为 16QAM,载频为 $f_c=2$ GHz。

在下列所有仿真图中,“理想情况”表示没有 IQ 不平衡的理想接收机,“未补偿情况”表示存在 IQ 不平衡但是未对其进行补偿,“FD-LS”表示在 IQ 不平衡的情况下采用频域最小二乘信道估计算法,“TD-LS”表示在 IQ 不平衡的情况下采用本文提出的时域最小二乘信道估计算法,“TD-LS-IS-PCD”表示在 IQ 不平衡的情况下采用本文提出的引入迭代收缩和平行协调下降思想的联合信道估计算法。

图 1 给出了在不同信噪比条件下 TD-LS-IS-PCD 算法的误码率随参数 λ 变化曲线。从图中可以看出,对于每个给定信噪比,均存在一个最优的 λ 可以达到最小的误码率。并且随着信噪比的增加,最优的 λ 的值在减小。

图 2 给出了采用 16QAM 调制时各种信道估计方法随信噪比变化的误码率性能曲线。不平衡参数是相位失真 2° ,幅度失真 1 dB。仿真表明,采用 TD-LS 算法时,系统的误码率曲线要明显优于传统的 FD-LS 算法,而采用 TD-LS-IS-PCD 算法时,性能可以进一步提升,逼近理想情况下的误码率曲线。

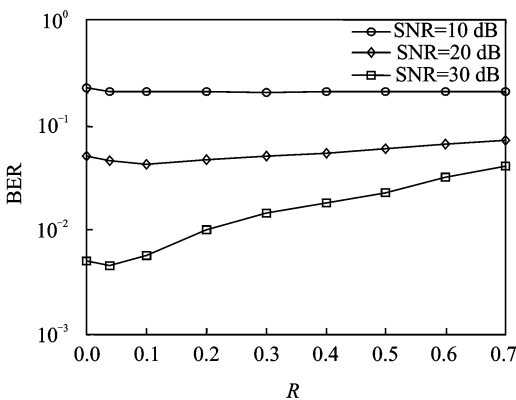


图 1 不同信噪比下,TD-LS-IS-PCD 算法中误码率随 λ 的不同取值变化曲线

Fig. 1 Curves of BER versus λ of proposed TD-LS-IS-PCD for different SNRs

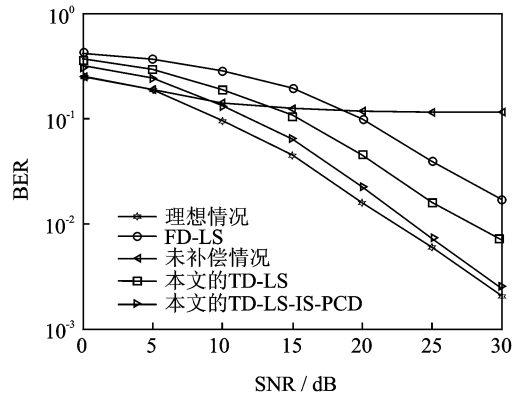


图 2 各种算法的误码率曲线比较(相位失真 2° ,幅度失真 1 dB)

Fig. 2 Comparison of BER of different channel estimation algorithms($\theta_i=\theta_r=2^\circ, \alpha_i=\alpha_r=1$ dB)

图 3 给出了与图 2 类似的曲线,区别之处在于不平衡参数是相位失真 20° ,幅度失真 4 dB。该图表明增加失真的幅度后,各种算法的性能均有所下降,但是它们之间的关系同图 2 趋势保持一致。

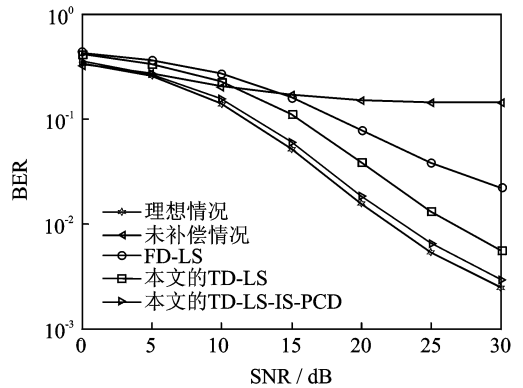


图 3 各种算法误码率曲线比较(相位失真 20° ,幅度失真 4 dB)

Fig. 3 Comparison of BER of different channel estimation algorithms($\theta_i=\theta_r=20^\circ, \alpha_i=\alpha_r=4$ dB)

表 1 列出了以上几种算法的计算复杂度,表中 CMs 表示复数乘法 (Complex multiplications, CMs) 的运算次数, I 表示迭代次数。由表可知,3 种算法中,本文提出的 TD-LS-IS-PCD 复杂度最高,FD-LS 复杂度最低。3 种算法的复杂度均为多项式复杂度。

表 1 各种算法的每个 OFDM 符号计算复杂度比较

Table 1 Complexity comparison for three estimators with 16QAM

算法名称	FD-LS	TD-LS	TD-LS-IS-PCD
复杂度 (CMs)	$O(N)$	$O(L^3 + L^2 N)$	$O(L^3 + L^2 N + NL^3 I + N^2 LI)$

4 结束语

针对收发端具有 IQ 不平衡的 OFDM 系统和无线信道稀疏性,本文提出了 TD-LS 和 TD-LS-IS-PCD 信道估计算法。仿真结果表明:采用相同的最小二乘补偿算法时,TD-LS 算法的误码性能要明显优于传统的 FD-LS 算法,TD-LS-IS-PCD 的误码性能优于 TD-LS 和 FD-LS,逼近理想信道估计的误码性能。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] Shu F, Lee J, Wu L N, et al. Time-frequency channel estimation for digital amplitude modulation broadcasting systems based on OFDM [J]. IEE Proceedings Communications, 2003, 150(4):259-264.
- [3] Cotter S F, Rao B D. Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization [J]. Communications, IEEE Transactions on, 2002, 50(3):374-377.
- [4] Kocic M, Brady D, Merriam S. Reduced-complexity RLS estimation for shallow-water channels [C]// Autonomous Underwater Vehicle Technology, 1994. AUV'94, Proceedings of the 1994 Symposium on. [S. l.]:IEEE, 1994:165-170.
- [5] 徐小卡,桑恩方,李娜. 基于 DFT 的 OFDM 水声通信信道估计算法[J]. 数据采集与处理, 2009, 24(1):44-48.
- Xu Xiaoka, Sang Enfang, Li Na. Channel estimation algorithm in underwater acoustic communication based on DFT and OFDM[J]. Journal of Date Acquisition and Processing, 2009, 24(1):44-48.
- [6] Raghavendra M R, Bhashyam S, Giridhar K. Improving channel estimation in OFDM systems sparse multipath channels [C]//Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2004 IEEE 5th Workshop on. [S. l.]:IEEE, 2004:106-109.

- [7] 胡蝶,周小林. OFDM 系统中一种低复杂度的信道估计方法[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(6):677-682.
- Hu Die, Zhou Xiaolin. A low-complexity channel estimation method for OFDM Systems[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2010, 25(6):677-682.
- [8] Tarighat A, Sayed A H. Joint compensation of transmitter and receiver impairments in OFDM systems [J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2007, 6(1):240-247.
- [9] Lin H, Yamashita K. Time domain blind I/Q imbalance compensation based on real-valued filter [J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2012, 11(12):4342-4350.
- [10] Beheshti M, Omid M J, Doost-Hoseini A M. Joint compensation of transmitter and receiver IQ imbalance for MIMO-OFDM over doubly selective channels [J]. Wireless Personal Communications, 2013, 70(2):537-559.
- [11] Rhee M Y. Mobile communication systems and security [M]. New York: John Wiley & Sons, 2009: 133-166.
- [12] Zibulevsky M, Elad M. L1-L2 optimization in signal and image processing [J]. Signal Processing Magazine, IEEE, 2010, 27(3):76-88.
- [13] 3GPP. ETSI TR 125 943. Version 5.1 0 Release 5. 2002 [S]. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS). Deployment aspects. 2002.

作者简介:陈宇(1989-),女,硕士研究生,研究方向:无线通信,E-mail:chen-3931630@163.com;未元(1989-),男,硕士研究生,研究方向:无线通信;梁彦(1979-),女,博士,讲师,研究方向:无线通信;王进(1989-),男,博士研究生,研究方向:无线通信;顾晨(1991-),男,硕士研究生,研究方向:无线通信;童娟娟(1989-),女,硕士研究生,研究方向:无线通信;束锋(1973-),男,研究员,博士生导师,研究方向:无线通信、雷达信号处理、无线定位技术、卫星通信;陆锦辉(1962-),男,教授,研究方向:雷达成像、雷达信号处理。