

文章编号:1001-893X(2011)08-0024-05

移动 WiMAX 下行系统 SVD-FFT 内插信道估计^{*}

王 丹, 杨 雷

(河南科技大学 电子信息工程学院, 河南 洛阳 471003)

摘 要:针对移动 WiMAX 下行系统中导频个数少且分配不均匀导致的边缘效应问题,提出了一种基于奇异值分解(SVD)的快速傅里叶变换(FFT)内插信道估计方法。该方法首先得到每个符号实际分配导频处的最小二乘信道频响估计,当前符号在相邻符号实际分配导频处的信道频响由相邻符号信道频响线性内插得到;然后,将上述信道估计值合并并按子载波索引值升序排列后进行奇异值 FFT 内插,以减少边缘效应和噪声的影响;最后再经线性内插得到数据子载波处的信道频响估计值。仿真结果表明,和传统估计方法相比,所提出的方法估计精度更高,复杂度较低,而且避免了使用信道统计特性信息。

关键词:移动 WiMAX;信道估计;FFT 内插;奇异值分解;边缘效应

中图分类号:TN911.7 **文献标识码:**A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2011.08.006

Channel Estimation Based on SVD Aided FFT Interpolation for Mobile WiMAX Downlink Systems

WANG Dan, YANG Lei

(Electronic Information Engineering College, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471003, China)

Abstract: This paper proposes a channel estimation method based on singular value decomposition(SVD) aided FFT interpolation for mobile WiMAX downlink systems, in order to overcome the border effect incurred by the limited number and irregular spacing of pilots. Firstly, the proposed method estimates the channel frequency response based on least square(LS) criterion at its own pilot tones of each symbol. Secondly, the channel estimates of each symbol can be interpolated linearly at the pilot positions where its adjacent symbol allocates the pilots. Thirdly, the LS channel estimates above are combined with the interpolated channel estimates and then are sorted in an ascending order of the pilot subcarrier indexes. The combined and sorted channel estimates are interpolated by the FFT based on SVD to reduce the border effect and the noise impact. Finally, the interpolated channel estimates based on SVD-FFT are utilized for interpolating the channel on the remained data subcarriers linearly. Simulations demonstrate that, compared with the existing methods, the proposed method not only has a better estimation performance and a lower computational complexity, but also avoids using the channel statistics.

Key words: mobile WiMAX; channel estimation; FFT interpolation; singular value decomposition; border effect

1 引 言

近年来,宽带无线技术发展迅猛,WiMAX 逐渐

成为无线通信业界关注的焦点,具有广阔的市场前景。WiMAX 是以 IEEE 802.16 系列标准为基础的宽带无线接入技术,支持固定、游牧、便携和全移动 4

^{*} 收稿日期:2011-04-11;修回日期:2011-05-27

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61040010);河南科技大学博士科研启动基金资助项目(09001409);河南科技大学青年科学基金资助项目(2010QN0019);河南省科技攻关计划项目(112102210431)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61040010); Research Fund for the Doctoral Program of Henan University of Science and Technology (No.09001409) Henan University of Science and Technology Science Foundation for Youths(2010QN0019); The Science and Technology Foundation of Henan Province(No.112102210431)

种应用场景。其中的移动 WiMAX 按照空中接口标准 IEEE 802.16e 使用正交频分复用多址技术 (OFDMA), 具有支持移动性、高速数据业务和低成本的优势, 被业界视为能与 3G 相抗衡的下一代无线宽带技术^[1]。准确的信道状态信息对于无线通信系统接收机是至关重要的, 它不仅可以通过均衡接收机、辅助信号译码, 而且可以增加系统容量。目前, 无线通信系统中信道估计方法的研究已有很多^[2-6]。一般而言, 信道估计方法通常基于最小均方误差 (MMSE)^[3] 或最小二乘 (LS) 准则^[4] 进行设计。其中的 MMSE 信道估计方法由于利用了信道的相关特性, 所以获得了重要的性能增益, 但复杂度较高。尽管 LS 信道估计方法执行简单, 但由于其在估计过程中未考虑噪声影响, 信道估计误差较大。为弥补 LS 估计器对噪声的敏感性, 基于 DFT 的阈值判决信道估计方法被提出^[2]。但由于移动 WiMAX 系统 OFDMA 符号中的特定结构, 该方法难以直接应用, 因此针对移动 WiMAX 系统特定 OFDMA 符号结构的信道估计方法的研究还很有限^[3,5,6]。

最近, 为避免由于虚拟子载波和导频分布不均导致的边缘效应, 文献[5]通过使用相关编码消除导频上的子载波干扰, 提出了一种适合非均匀分布导频的 OFDMA 系统时变信道估计方法。但是, 该方法在大时延扩展信道下性能不理想。为了处理信道的高度频选性, 文献[3]基于 LS 信道估计在频率维对数据子载波的信道频响进行线性内插和 MMSE 内插, 其中的 MMSE 内插方法在高度频选信道下性能更优, 但以复杂度高为代价, 且需借助信道统计特性信息。文献[6]针对 WiMAX 系统提出了基于虚拟信道频率响应 (VCFR) 的 DFT 信道估计方法 (VCFR - DFT)。该方法复杂度较低, 且估计精度较高, 但需要通过线性内插构造 VCFR 和在相干带宽内等间隔分布导频来消除边缘效应。然而, 由于 VCFR - DFT 方法中的 VCFR 值是由线性内插得到的, 所以在信噪比较高时 VCFR 的重构误差对信道估计性能影响较大。

FFT 内插方法是 OFDM 系统中一种有效的抗噪措施^[7], 它不仅适用于高度频选信道, 而且复杂度低于 MMSE 内插方法。然而, 由于 FFT 内插矩阵涉及部分傅里叶变换矩阵求逆操作, 因此若将其直接推广至移动 WiMAX 系统, 将存在坏条件矩阵求逆不稳定的问题。目前, 为解决坏条件矩阵求逆不稳定问题, 提出了正则方法^[8] 和奇异值分解 (SVD) 的方法^[9-10]。因此, 本文借助 SVD - FFT 内插思想, 在不

使用 VCFR 的条件下, 提出一种适用于下行移动 WiMAX 系统的高度频选信道的估计方案, 它可以获得更高的估计精度和更好的系统性能, 复杂度低于 MMSE 内插方法, 且略优于正则方法。

2 系统模型

在 IEEE 802.16e 标准中, 每一个 OFDMA 子帧含有数据子载波和导频子载波, 其中子信道的分配方案含有完全使用子信道方案 (FUSC) 和部分使用子信道方案 (PUSC)。用于上行系统 OFDMA 符号结构中的子信道分配方案与下行系统不同, 如图 1 所示, 下行系统的 PUSC 子信道分配方案中, 将每个大小为 1 024 个子载波的 OFDM 符号内所有有用子载波 (排除保护子载波和直流子载波) 分成 60 个簇, 每个簇内含有 14 个相邻子载波, 其中有两个子载波用于放置导频, 放置原则为: 偶数 OFDM 符号中每个簇内的实际导频分别位于第 5 个和第 9 个子载波, 并形成所有簇内导频占据子载波位置索引的集合为 $k^e = \{k_1^e, \dots, k_p^e, \dots, k_{N_p}^e\}$; 奇数 OFDM 符号中每个簇内的实际导频分别位于第 1 个和第 13 个子载波, 并形成所有簇内导频占据子载波位置索引的集合为 $k^o = \{k_1^o, \dots, k_p^o, \dots, k_{N_p}^o\}$; 最后, 剩余的子载波用于不同用户以频分多址的形式进行数据传输。因此, 移动 WiMAX 下行系统 PUSC 模式下导频个数有限, 而且位置分配不均匀。

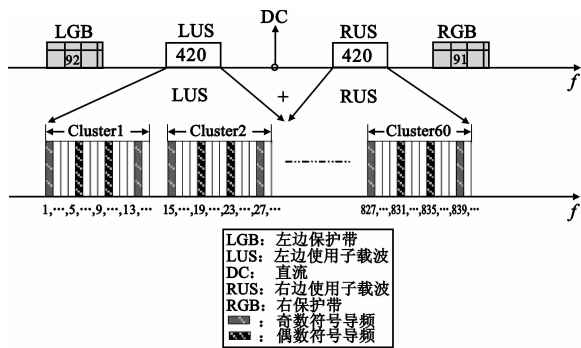


图 1 下行系统 PUSC 子信道分配方案
Fig.1 Subchannel allocation of PUSC for a downlink system

偶数和奇数 OFDM 符号的第 p 个导频符号分别表示为 $X^e(k_p^e)$ 和 $X^o(k_p^o)$, 其中 $p = 1, 2, \dots, N_p$ 。接收机根据发射端使用的子载波映射模式分别提取每个 OFDM 符号中实际导频符号子载波位置的符号为

$$\mathbf{R}^n = \text{diag}\{\mathbf{X}^n\} \tilde{\mathbf{F}}^n \mathbf{h}^n + \mathbf{W}^n \tag{1}$$

如果时刻 n 是偶数, 那么导频为

$\mathbf{X}^n = \mathbf{X}^e = [X^e(k_1^e), \dots, X^e(k_p^e), \dots, X^e(k_N^e)]^T$ (2)
部分傅里叶变换矩阵的元素

$$[\tilde{\mathbf{F}}^n]_{p,l} = [\tilde{\mathbf{F}}^e]_{p,l} = e^{-\frac{j2\pi l k_p^e}{N}} \quad (3)$$

式中, $p = 1, 2, \dots, N_p, l = 0, 1, \dots, L - 1$ 。

如果是奇数 OFDM 符号时刻, 那么

$$\mathbf{X}^n = \mathbf{X}^o = [X^o(k_1^o), \dots, X^o(k_p^o), \dots, X^o(k_N^o)]^T \quad (4)$$

且

$$[\tilde{\mathbf{F}}^n]_{p,l} = [\tilde{\mathbf{F}}^o]_{p,l} = e^{-\frac{j2\pi l k_p^o}{N}} \quad (5)$$

另外, “diag{·}”表示对向量取对角矩阵操作, $\mathbf{h}^n$ 表示第 n 个 OFDM 符号时刻的信道冲激响应, 并假设信道阶数 L 为已知, $\mathbf{W}^n$ 是接收天线处服从零均值的复高斯分布的噪声矢量, 其统计特性不随时刻 n 的变化而变化。

3 SVD - FFT 内插信道估计方法

根据移动 WiMAX 下行系统 PUSC 子信道分配特点, 一般信道估计算法可分为 4 个步骤: 第一, 抽取奇偶 OFDM 符号处的 LS 信道估计, 得到初始信道估计; 第二, 在时间维上进行内插, 得到每个符号相应相邻符号导频位置处的信道估计值; 第三, 进行去噪处理, 以进一步改善信道估计性能; 第四, 在频域维上进行内插, 得到完整信道估计值。

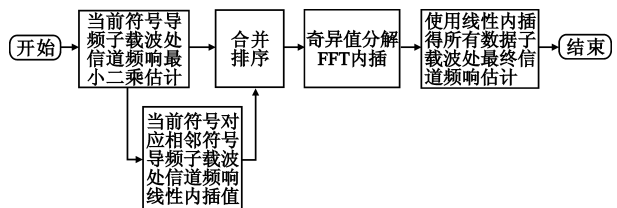


图 2 SVD - FFT 内插信道估计方法

Fig.2 The SVD - FFT interpolation based channel estimation

本文采用 SVD - FFT 内插方法对 LS 信道估计器进行去噪处理, 提出的信道估计方法如图 2 所示。具体实现步骤如下。

Step1: 初始化过程。根据接收信号和已知导频符号, 利用经典 LS 方法算得初始信道频响估计值 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}^n = \mathbf{R}^n ./ \mathbf{X}^n$, 其中, “./”表示向量点除。

Step2: 时间维内插过程。每个 OFDM 符号对应相邻符号导频位置的信道频响由相邻符号信道频响经线性内插得到, 即偶数 OFDM 符号在奇数 OFDM 符号导频子载波处的信道频响估计为

$$\hat{H}_{\text{LS}}^n(k_p^o) = \frac{1}{2} (\hat{H}_{\text{LS}}^{n-1}(k_p^o) + \hat{H}_{\text{LS}}^{n+1}(k_p^o)) \quad (6)$$

而奇数 OFDM 符号内偶数 OFDM 符号导频子载波处的信道频响估计为

$$\hat{H}_{\text{LS}}^n(k_p^e) = \frac{1}{2} (\hat{H}_{\text{LS}}^{n-1}(k_p^e) + \hat{H}_{\text{LS}}^{n+1}(k_p^e)) \quad (7)$$

Step3: 去噪过程。首先将每个 OFDM 符号中的 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}^n$ (由 Step1 得到) 和 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{LS}}^n$ (由 Step2 得到) 进行合并。然后, 按照奇偶符号所有子载波位置集合升序顺序 $k^a = \text{sort}\{k^e \cup k^o\}$ 对合并后的信道频响进行重排得到信道频响估计 $\bar{\mathbf{H}}^n$, 其中, “ $\cup$ ”表示合并操作, “sort”表示将集合中元素按升序排列, 集合 k^a 中的第 p' 个元素为 $k_{p'}^a$ 。最后, 将其送入频域 SVD - FFT 内插器, 进行去噪处理。

由文献[7,9,10], 经过 SVD - FFT 内插后,

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\text{svd}}^n = \bar{\mathbf{F}} \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^\dagger \mathbf{U}^H \bar{\mathbf{H}}^n \quad (8)$$

式中, $\bar{\mathbf{F}}$ 为部分傅里叶变换矩阵, 其元素为

$$[\bar{\mathbf{F}}]_{p',l} = e^{-\frac{j2\pi l k_{p'}^a}{N}} \quad (9)$$

式中, $p' = 1, \dots, 2N_p, l = 0, 1, \dots, L - 1$ 。部分傅里叶矩阵 $\bar{\mathbf{F}}$ 的奇异值分解为 $\bar{\mathbf{F}} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$, 其中矩阵 $\mathbf{U}$ 和 $\mathbf{V}$ 维数分别为 $2N_p \times m$ 和 $m \times L$, 数值 m 是矩阵 $\bar{\mathbf{F}}$ 的秩, 矩阵 $\mathbf{\Sigma}$ 是由 $\bar{\mathbf{F}}$ 奇异值组成的对角矩阵, $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m)$ 。

另外, $\mathbf{\Sigma}_r^\dagger = \text{diag}(\sigma_1^{-1}, \dots, \sigma_r^{-1}, 0, \dots, 0)$, 其中参数 r 为满足 $\sigma_i \geq T_h (i = 1, 2, \dots, m)$ 条件的奇异值个数, 且其取值范围为 $0 < r \leq \min(2N_p, L)$ 。其中, 阈值 T_h 的选取应满足在矩阵 $\bar{\mathbf{F}}$ 伪逆计算准确性和稳定性之间取得折衷。

Step4: 在频域维使用线性内插得到数据子载波处信道频响估计值。

至此, 整个信道估计过程结束。其中的关键步骤是基于 SVD - FFT 内插的去噪过程, 这是本文方法的核心部分。需要注意的是, 虽然估计过程涉及到了 SVD, 但是 SVD - FFT 内插器仅和导频位置有关, 而导频位置是固定不变的, SVD - FFT 内插器可先于信道估计器算出, 因此算法复杂度增加不多。那么, 采用基于 SVD - FFT 内插的信道估计算法的优势在于: 无需使用信道统计特性, 通过奇异值和阈值判决, 减少了“边缘效应”问题, 并且整个估计过程避免使用 VCFR, 所以可以提高估计精度, 改善系统性能。

4 仿真结果及分析

为验证提出信道估计算法的有效性, 本文采用

蒙特卡洛方法对信道估计均方误差(MSE)和系统误码率(BER)性能进行仿真分析,并与一维 MMSE 内插方法^[3]、基于 VCFR 的 DFT 方法^[6](为分析 VCFR 重构误差,未使用重要抽头检测算法)、传统 FFT 内插方法^[7]以及经典 LS 信道估计方法进行比较。仿真中假设信道满足块衰落特性。系统仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数	
Table 1 The simulation parameters	
参数	值
系统带宽	10 MHz
信道模型	VA 60 km/h; PB 3 km/h
载频	2.5 GHz
时间维内插方法	线性内插
频域维内插方法	FFT、MMSE、SVD - FFT、VCFR - DFT
数据调制方法	QPSK
编译码方法	1/2 率的 Turbo 码
均衡方法	ZF
阈值 T_h	0.5

(1)VA 60 km/h 信道下的估计性能比较

图 3 和图 4 分别比较了速度为 60 km/h 下 VA 信道的信道估计算法均方误差(MSE)性能和系统误码率(BER)性能。结果表明:本文提出的基于 SVD - FFT 内插的信道估计方法性能逼近一维 MMSE 内插方法,远超过经典 LS 信道估计方法。在 MSE 性能上,所提方法在信噪比大于约 17 dB 时明显比 VCFR - DFT 方法有优势,在整个信噪比范围,优于传统 FFT 内插信道估计方法约 2.5 dB。在 BER 性能上,所提信道估计方法可以接近完美信道状态信息时的 BER 性能。

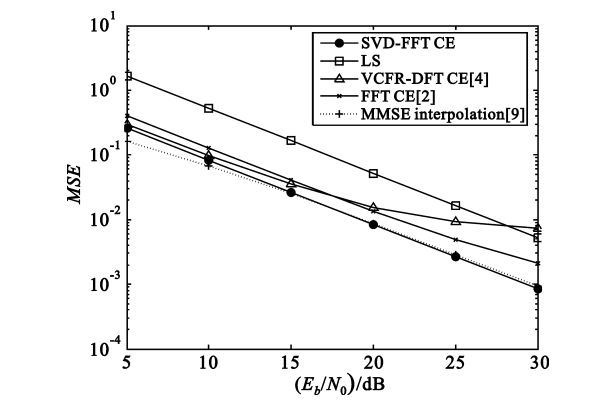


图 3 VA 60km/h 信道下信道估计方法 MSE 性能比较
Fig.3 The MSE performance comparison of the considered channel estimation methods over the VA 60 km/h channel

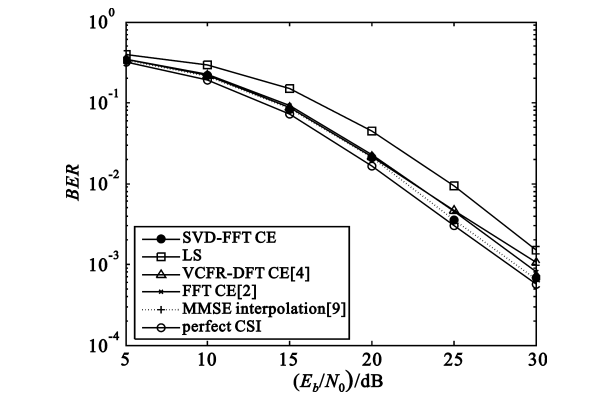


图 4 VA 60km/h 信道下信道估计方法 BER 性能比较
Fig.4 The BER performance comparison of the considered channel estimation methods over the VA60km/h channel

(2)PB 3 km/h 信道下的估计性能比较

图 5 和图 6 分别给出了速度为 3 km/h 的 PB 信道下不同信道估计算法的 MSE 性能和系统误码率 BER 性能比较结果。由图可知,所提方法在 MSE 性能和 BER 性能上仍能逼近一维 MMSE 内插信道估计方法,明显优于其它传统方法。在 MSE 性能上,由于信道频选性的增加,当信噪比超过 15 dB 时,传统 FFT 方法和基于 VCFR 的 DFT 方法出现较严重的地板效应,而本文方法由于对 FFT 逆矩阵进行 SVD 和奇异值判决,减少了坏条件矩阵求逆的不稳定性,并避免了 VCFR 重构误差对信道估计精度的影响,因而获得了较好的系统性能。由实验结果还可知,无论信道频选是否严重,所提信道估计方法都可以较好地完成估计任务。

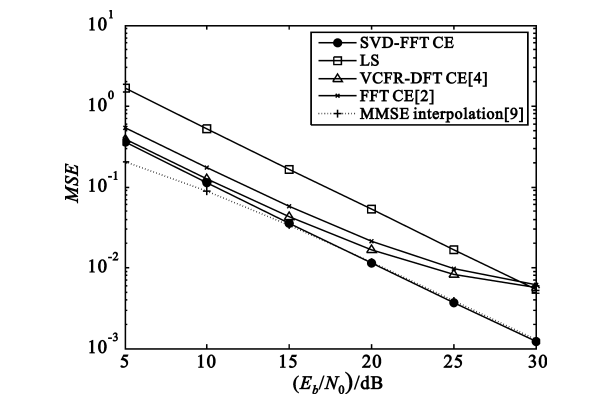


图 5 PB 3 km/h 信道下信道估计方法 MSE 性能比较
Fig.5 The MSE performance comparison of the considered channel estimation methods over the PB 3 km/h channel

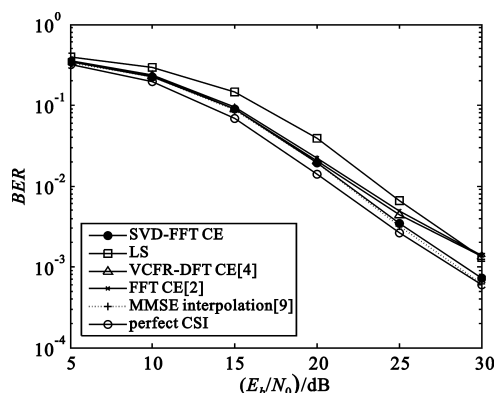


图6 PB 3 km/h信道下信道估计方法 BER 性能比较
Fig.6 The BER performance comparison of the considered channel estimation methods over the PB 3 km/h channel

5 结 论

针对移动 WiMAX 下行系统特殊符号结构导致的“边缘效应”问题,本文提出了基于 SVD - FFT 内插的信道估计方法。该方法无需使用信道统计特性信息,不论信道频选是否严重,其估计性能均优于 VCFR - DFT 信道估计方法且逼近一维 MMSE 内插信道估计方法,远胜于经典的 LS 估计方法和传统 FFT 内插信道估计方法。另外,信道快衰也是影响信道估计性能的重要因素之一,因此下一步将在本文工作基础上研究可同时消除子载波间干扰的信道估计方法,以进一步提高系统性能。

参考文献:

- [1] IEEE Std 802.16e - 2005 and IEEE Std 802.16 - 2004/Cor1 - 2005, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks IEEE: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems and Corrigendum 1[S].
- [2] Lee Y S, Shin H C, Kim H N. Channel estimation based on a time - domain threshold for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2009, 55(3): 656 - 662.
- [3] Galih S, Karlina R, Nugroho F, et al. High mobility data pilot based channel estimation for downlink OFDMA system based on IEEE 802.16e standard[C]//Proceedings of 2009 International Conference on Electrical Engineering and Informatics. Malaysia: IEEE, 2009: 478 - 483.
- [4] Pham P T T, Wada T. Pilot - aided channel estimation for

WiMAX 802.16e downlink partial usage of subchannel system using least squares line fitting[J]. IEICE Transactions on Communications, 2010, E93 - B(6): 1494 - 1501.

- [5] Li D, Feng S L, Ye W. Pilot - assisted channel estimation method for OFDMA systems over time - varying channels[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(11): 826 - 828.
- [6] Su S L, Lin Y C, Hsu C C, et al. A DFT - based channel estimation scheme for IEEE 802.16e OFDMA systems[C]//Proceedings of 2010 International Conference on Advanced Communication Technology. Korea: IEEE, 2010: 775 - 779.
- [7] Doukopoulos X G, Legouable R. Robust channel estimation via FFT interpolation for multicarrier systems[C]//Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference. Dublin: IEEE, 2007: 1861 - 1865.
- [8] Ancora A, Bona C, Slock D T M. Down - sampled impulse response least - squares channel estimation for LTE OFDMA [C]//Proceedings of 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Honolulu: IEEE, 2007: 293 - 296.
- [9] Le Saux B, H  lard M, Legouable R. Robust time domain channel estimation for MIMO - OFDMA downlink system[J]. Multi - Carrier Spread Spectrum, 2007(1): 357 - 366.
- [10] Raghavendra M R, Giridhar K. Least squares stabilisation using SVD for OFDM equaliser in large delay spread channels[C]//Proceedings of the Tenth National Conference on Communications. Bangalore: IEEE, 2004: 192 - 196.

作者简介:

王 丹(1979—),女,辽宁大石桥人,2009 年于上海交通大学获博士学位,现为副教授、硕士生导师,主要研究方向为通信信号处理;

WANG Dan was born in Dashiqiao, Liaoning Province, in 1979. She received the Ph.D. degree from Shanghai Jiaotong University in 2009. She is now an associate professor and also the instructor of graduate students. Her research concerns communications signal processing.

Email: wangdaniel2004@163.com

杨 雷(1979—),男,河南洛阳人,2006 年于河南科技大学获硕士学位,现为讲师,主要研究方向为信号分析与处理、智能传感技术以及计算机检测技术。

YANG Lei was born in Luoyang, Henan Province, in 1979. He received the M.S. degree from Henan University of Science and Technology in 2006. He is now a lecturer. His research concerns signal analysis and processing, intelligent sensor technology and computer testing technology.