

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.05.020

引用格式:张士杰,王丹.修正 Kalman 滤波多带 UWB 信道估计改进方法[J].电讯技术,2014,54(5):632-636.[ZHANG Shi-jie,WANG Dan.An Improved Channel Estimation Method Based on Modified Kalman Filtering for MB UWB Systems[J].Telecommunication Engineering,2014,54(5):632-636.]

修正 Kalman 滤波多带 UWB 信道估计改进方法*

张士杰^{1,2,**},王丹¹

(1. 河南科技大学 信息工程学院,河南 洛阳 471023;2. 解放军 91292 部队,河北 保定 074000)

摘要:针对多带超宽带(UWB)系统中修正 Kalman 滤波算法复杂度高的缺陷,提出一种低复杂度的修正 Kalman 滤波改进方法。该方法中 UWB 信道采用自回归模型(AR)建模,利用导频跟踪时变信道衰减因子,通过 Kalman 滤波和频域分段最小均方误差(MMSE)算法同时跟踪信道的时域相关性和频域相关性,提高了系统性能,降低了计算复杂度。仿真结果表明,和修正的 Kalman 滤波方法相比,在估计精度损失很小的情况下,所提方法极大降低了计算复杂度,提高了系统整体的估计性能。

关键词:多带 UWB;信道估计;Kalman 滤波;AR 模型;导频;计算复杂度

中图分类号:TN911.7 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)05-0632-05

An Improved Channel Estimation Method Based on Modified Kalman Filtering for MB UWB Systems

ZHANG Shi-jie^{1,2},WANG Dan¹

(1. Information Engineering College, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China; 2. Unit 91292 of PLA, Baoding 074000, China)

Abstract: For the defect that the modified Kalman filter has high computational complexity in multiband ultra-wideband (MB UWB) system, a low complexity modified Kalman filter channel estimation method is proposed. UWB channel is modeled as an autoregressive (AR) process and pilot is adopted to track the time-varying channel fading factors. The system performance is improved and the computational complexity is reduced by using Kalman filter and frequency-domain block minimum mean-square error (MMSE) algorithm to track time domain and frequency domain correlation. The simulation results show that, compared with the modified Kalman filter method, the proposed method can reduce the computational complexity greatly in condition of low loss estimated accuracy.

Key words: MB UWB; channel estimation; Kalman filter; AR model; computational complexity

1 引言

(OFDM)技术相结合的 OFDM-UWB 技术兼具传输

目前,超宽带(UWB)技术和正交频分复用

速率高、空间容量大、成本低、抗多径衰落、频谱利用

* 收稿日期:2013-10-18;修回日期:2014-02-24 Received date:2013-10-18;Revised date:2014-02-24

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61101167);航空科学基金项目(20110142002);河南省科技攻关计划项目(112102210431);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)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 61101167); The Aeronautical Science Foundation of China (No. 20110142002); The Science and Technique Foundation of Henan Province (No. 112102210431); Scientific Research Foundation for the Doctoral Program of Henan University of Science and Technology (09001409); The Youth Science Foundation of Henan University of Science and Technology (2010QN0019)

** 通讯作者:jie.112@163.com **Corresponding author:** jie.112@163.com

率高等特点,被广泛应用于无线通信领域。在 OFDM-UWB 系统中,接收端的相干解调需要利用信道信息,因此,OFDM-UWB 系统的信道估计问题成为了近些年来研究的热点之一^[1-2]。

在 OFDM-UWB 信道环境中,信道信息的获取通常采用基于训练序列的非盲信道估计方法,然而在时变信道中,噪声和载波间干扰(ICI)会严重影响信道估计的准确性。文献[3]研究了准静态信道环境下基于导频的 LS 信道估计方法,与盲估计算法相比,极大地降低了计算复杂度。文献[4]提出了一种基于导频的时频二维 MMSE 的估计算法,提高了系统的估计精度,但是没有考虑信道时域动态特性。Kalman 滤波理论的提出为估计衰落信道的时域动态特性提供了有效的方法。文献[5]提出一种 Kalman 滤波用于 MIMO-OFDM 系统快时变信道的盲信道估计方法,但是整体的计算过于复杂,实际应用中难以实现。文献[6]将导频和 Kalman 滤波相结合,提出了基于导频的 Kalman 信道估计算法,使 Kalman 滤波在实际中可用,但未考虑信道频域相关性对信道估计性能的影响。在文献[6]的基础上,文献[7]用 Kalman 滤波算法跟踪信道的时域相关性,并根据 MMSE 准则对信道估计进行了进一步的修正,减小了噪声和 ICI 对信道估计的干扰,但是 MMSE 信道估计方法的计算量大,不利于实际系统中的应用。

本文在文献[7]的基础上提出了一种修正 Kalman 滤波的信道估计方法来降低系统中噪声和 ICI 的影响,并在保证计算精确性的前提下减少计算复杂度。系统利用导频 LS 估计算法跟踪信道变化,采用 Kalman 滤波得到信道信息,最后利用简化的 MMSE 准则对估计结果进行进一步修正。理论分析和实验结果表明,这种低复杂度的修正 Kalman 滤波的信道估计方法减少了文献[7]中利用 MMSE 准则进行频域带来的大量计算并且保证了系统的估计性能,使其在实际系统中能够得到有效应用。

2 OFDM-UWB 系统模型

OFDM-UWB 系统模型如图 1 所示,其中系统基带部分采用了 OFDM 技术,以有效对抗室内密集多径时延和提高频谱利用率。

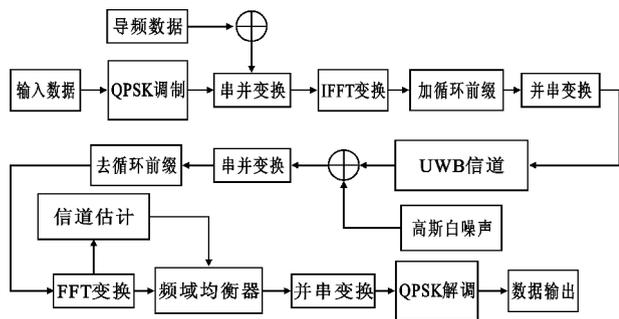


图 1 OFDM-UWB 系统模型

Fig. 1 OFDM-UWB system model

发送端,二进制数据经过调制、串并变换和插入导频后形成频域的发送信号

$$X_{k,l} = S_{k,l} + P_{k,l}, k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (1)$$

其中, S_k 为有用数据序列, P_k 为导频序列, N 为子载波数。

频域发送信号经过快速傅里叶变换(FFT)后形成时域信号,为了消除符号间干扰(ISI)需要在两个符号间加入循环前缀(CP),最后将时域信号发送出去。时域信号经过衰落信道之后到达接收端,接收端经过和发送端相反的处理过程得到频域信号:

$$Y_k = X_k H_k + \underbrace{\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l H_{f-k}}_{I_k} + W_k, k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (2)$$

其中, N 为子载波数, W_k 表示均值为零、方差为 σ_w^2 的高斯白噪声, H_k 为信道频域响应, H_{f-k} 表示子载波 f 对 k 的干扰系数,

$$H_{f-k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(n,l) e^{j\frac{2\pi n(f-k)}{N}} e^{-j\frac{2\pi nl}{N}} \quad (3)$$

超宽带信道是广义平稳非相关散射(WSSUS)信道,而 WSSUS 信道可以用 AR 模型来描述,其证明过程非常复杂,具体的证明过程可以参见文献[8-9]。信道响应的动态变化用 P 阶(AR)模型可以描述为

$$H_{n,k} = \sum_{l=1}^p \alpha_{l,k} H_{n-l,k} + V_{n,k} \quad (4)$$

其中, $H_{n,k}$ 为第 n 个 OFDM 符号的第 k 个子载波的频响, $\alpha_{l,k}$ 为信道状态转移系数, $V_{n,k}$ 为均值为零、方差为 σ_v^2 的高斯白噪声。

从式(2)可以看出,信道中存在高斯白噪声(AWGN)和 ICI 的影响,随着信道时变性的增强,ICI 会严重影响信道估计 \hat{H}_n^p 的准确性。下面介绍

一种低复杂度修正的 Kalman 滤波算法来降低 AWGN 和 ICI 影响,提高系统估计性能。

3 提出的 Kalman 滤波信道估计方法

3.1 低复杂度修正 Kalman 滤波信道估计

本文针对修正 Kalman 滤波计算复杂度高这一缺陷,提出一种低复杂度的修正 Kalman 滤波算法,为 MMSE 算法在实际系统中的应用提供解决方案。下面介绍具体实现步骤。

(1)信道采用一阶 AR 过程建模,首先在单个导频子载波上进行 Kalman 滤波。

导频符号采用梳状导频模式,导频分布满足采样定理,在频域方向上以 N_f 个子载波等间隔放置,且第一个导频符号位于 OFDM 符号的第一个子载波上。对导频位置的 LS 估计为

$$\tilde{H}_n^p = \frac{Y_n^p}{X_n^p} \quad (5)$$

根据式(2)和式(4)建立状态空间方程为

$$\begin{cases} H_n^p = \alpha_{n,n-1} H_{n-1}^p + V_n^p \\ Y_n^p = X_n^p H_n^p + W_n^p \end{cases} \quad (6)$$

根据 Kalman 滤波算法^[10-11]可得单个导频子载波低阶滤波迭代方程为

$$e_n = Y_n^p - \hat{Y}_n^p = Y_n^p - X_n^p \hat{H}_{n-1}^p \quad (7)$$

$$P'_n = |\alpha_{n,n-1}|^2 P_{n-1} + Q_n \quad (8)$$

$$K_n = P_n (X_n^p)^T [X_n^p P'_n (X_n^p)^T + R_n]^{-1} \quad (9)$$

$$\hat{H}_n^p = \alpha_{n,n-1} \hat{H}_{n-1}^p + K_n e_n \quad (10)$$

$$P_n = (1 - K_n X_n^p) P'_n \quad (11)$$

其中, Q_n 、 R_n 分别表示状态噪声 W_n 和过程噪声 V_n 的协方差矩阵, e_n 为观测信号的估计误差, K_n 为滤波增益矩阵, \hat{H}_n^p 表示 \tilde{H}_n^p 滤波估计值, $\alpha_{n,n-1}$ 表示信道状态转移系数。 $\alpha_{n,n-1}$ 可通过导频的 LS 估计进行跟踪,由式(5)可得

$$\alpha_{n,n-1} = \frac{\tilde{H}_n^p}{\tilde{H}_{n-1}^p} \quad (12)$$

则过程噪声方差 R_n 可以表示为

$$R_n = 1 - \alpha_{n,n-1}^2 \quad (13)$$

(2)利用基于 MMSE 准则的频域分段方法对滤波结果进行修正。在频域上,MMSE 信道估计与子载波之间相关性有关,且相关性随子载波之间距离的增大而降低。因此,可对系统带宽进行等间隔分段,分为窄带宽度 $N_c = N/N_{\text{sub}}$ 的 N_{sub} 个窄带,分别进

行 MMSE 信道估计,虽然这样会降低 MMSE 估计的精度,但是损失部分估计精度换取系统整体计算量大幅度减小是有必要的^[12]。在分段窄带内进行修正 Kalman 信道估计,根据 MMSE 准则修正 Kalman 估计结果为

$$\tilde{\tilde{H}}_n^C = T \hat{H}_n^S \quad (14)$$

$$T = E[H_n^C (\hat{H}_n^S)^H] \{E[\hat{H}_n^C (\hat{H}_n^S)^H]\}^{-1} \quad (15)$$

其中, T 为修正系数并且遵循 MMSE 准则, $\tilde{\tilde{H}}_n^C$ 为分段窄带内 Kalman 信道估计 MMSE 修正, H_n^C 为分段窄带内的信道频域响应, H_n^S 为分段窄带内导频处信道估计, $E[H_n^C (\hat{H}_n^S)^H]$ 为互相关函数, $E[\hat{H}_n^C (\hat{H}_n^S)^H]$ 为自相关函数。设信道估计误差 ε_n 为

$$\varepsilon_n = H_n^S - \hat{H}_n^S \quad (16)$$

ε_n 与 H_n^{PC} 相互独立,则式(15)可以改写为

$$T = E[H_n^C (H_n^S)^H] \{E[H_n^S (H_n^S)^H] + E(\varepsilon_n \varepsilon_n^H)\}^{-1} \quad (17)$$

考虑噪声分量、导频信号和信道响应三者之间统计独立性,由式(2)和式(16)可以证明

$$E(\varepsilon_n \varepsilon_n^T) = \frac{\sigma_w^2}{E[X_n^S (X_n^S)^T]} I = \frac{1}{SNR} I \quad (18)$$

其中, σ_w^2 为观测噪声的方差, I 为单位矩阵, SNR 表示信噪比。式(14)最终可以表示为

$$\tilde{\tilde{H}}_n^C = E[H_n^C (H_n^S)^H] \left\{ E[H_n^S (H_n^S)^H] + \frac{1}{SNR} I \right\}^{-1} \hat{H}_n^S \quad (19)$$

3.2 算法复杂度分析

信道估计包含计算 Kalman 滤波信道估计值 \hat{H}_n^p 和计算频域信道修正矩阵 T 两步。本文方法在第一步与修正 Kalman 滤波方法过程相同,而第二步对修正 Kalman 滤波方法进行改进。两种方法总运算量对比如表 1 所示。

表 1 两种方法运算量(复数运算次数)对比
Table 1 The computation comparison between two methods (number of plural calculations)

方法	复数乘累加	矩阵求逆(矩阵维数)
修正 Kalman 滤波方法	N_p	$N \times N_p \times (N_p + 1)$
本文新方法	N_p / N_{sub}	$N_c \times N_p \times (N_p / N_{\text{sub}}^2 + 1)$

两种方法信道估计运算量主要涉及以下几个运算。

- (1)计算导频位置自相关矩阵
全带宽: $N_p \times N_p$ 维矩阵求逆;

分段窄带: $\frac{N_p}{N_{sub}} \times \frac{N_p}{N_{sub}}$ 维矩阵求逆。

(2) 计算互相关矩阵乘以自相关矩阵的逆
全带宽: $N \times N_p$ 维矩阵乘以 $N_p \times N_p$ 维矩阵;

分段窄带: $N_c \times \frac{N_p}{N_{sub}}$ 维矩阵乘以 $\frac{N_p}{N_{sub}} \times \frac{N_p}{N_{sub}}$ 维矩阵。

(3) 求解所有子载波上的信道估计

全带宽: $N \times N_p$ 维矩阵乘以 $N_p \times 1$ 维导频处信道估计;

分段窄带: $N_c \times \frac{N_p}{N_{sub}}$ 维矩阵乘以 $\frac{N_p}{N_{sub}} \times 1$ 维分段窄

带内导频处信道估计, 然后对各窄带相加得全带宽信道估计。

以上三个步骤的运算量为: 全带宽 $N_p \times N_p$ 维矩

阵求逆 + $N \times N_p \times (N_p + 1)$ 次复数乘加, 分段窄带 $\frac{N_p}{N_{sub}} \times$

$\frac{N_p}{N_{sub}}$ 维矩阵求逆 + $\frac{N}{N_{sub}} \times N_p \times (\frac{N_p}{N_{sub}} + 1)$ 次复数乘加。一

般, n 维矩阵的求逆运算量为 $O(n^3)$, 那么简化后的算法约为之前的 $(1/N_{sub})^3$ 。

4 仿真结果

基于 Matlab 2010 软件平台, 在室内 UWB 信道环境中对上述提出的低复杂度的修正 Kalman 滤波信道估计算法的性能进行计算机仿真。采用 IEEE802.15.3a 标准信道模型 CM1, 系统带宽为 3.168 ~ 4.752 GHz, 子带宽度为 528 MHz, 子载波数为 128, OFDM 符号数为 256, 调制方式为 QPSK。室内信道的时变性一般较慢, 选取信道衰落因子为 $\alpha = 0.998$ 。假设信道之间是独立同分布, 对于任何一条多径信道, 单独产生 100 个信道样本, 且信道样本随机提取。

图 2 和图 3 给出了基于导频的 LS 信道估计算法、Kalman 滤波算法、修正 Kalman 滤波算法和窄带宽度为 $N_c = 1/4N$ 低复杂度修正 Kalman 滤波算法的误码率 (BER) 和均方误差 (MSE) 性能比较。从图中可以看出, BER 曲线的距离密度较小, 但是和 MSE 曲线的变化趋势是一致的。在 MSE 对比中, 当信噪比为 20 dB 时, 低复杂度修正的 Kalman 滤波算法估计精度优于 LS 算法估计约 20 dB, 相对于传统的 Kalman 滤波算法也有约 8 dB 的优势; 然而低复杂度修正 Kalman 滤波算法的估计精度略低于全频带的估计精度约 1 dB, 这是由于频域分段进行 MMSE 均衡时忽略了不同分段子载波之间的相关性导致的。

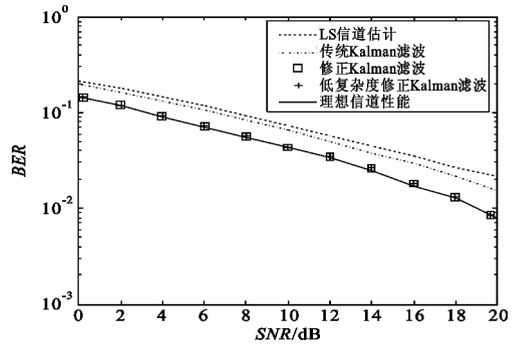


图 2 几种信道估计方法的 BER 性能比较
Fig. 2 BER performance comparison between several channel estimation methods

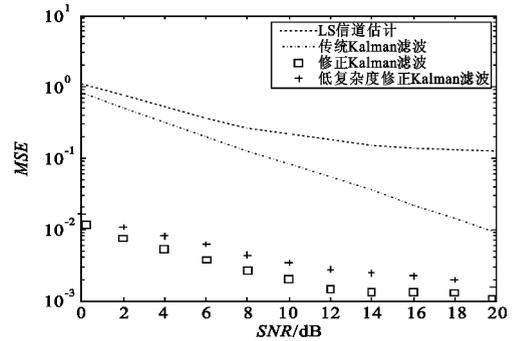


图 3 几种信道估计方法的 MSE 性能比较
Fig. 3 MSE performance comparison between several channel estimation methods

图 4 和图 5 给出了窄带带宽分别为 $N_c = 1/4N$ 、 $N_c = 1/8N$ 的低复杂度修正 Kalman 滤波算法和传统 Kalman 滤波、修正 Kalman 滤波的性能对比。从图中可以看出, 随着窄带宽度的减小, 子载波之间的相关性估计变差, BER 曲线和 MSE 曲线性能下降。当信噪比为 20 dB 时, 从 MSE 曲线可以明显看出, 窄带宽度为 $N_c = 1/4N$ 时, MSE 性能相对于修正 Kalman 滤波下降约 1 dB, 而当窄带宽度为 $N_c = 1/8N$ 时, 下降了约 1.2 dB。但由理论分析可知, 随着窄带宽度的减小, 系统计算复杂度变为简化前 $(1/N_{sub})^3$ 。损失极小的估计精度, 能够使系统的整体性能有极大提高, 有利于更好地应用于实际工程当中。

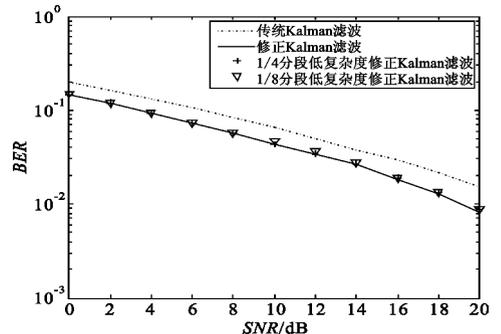


图 4 不同分段简化算法的 BER 性能比较
Fig. 4 BER performance comparison between different segments simplification algorithms

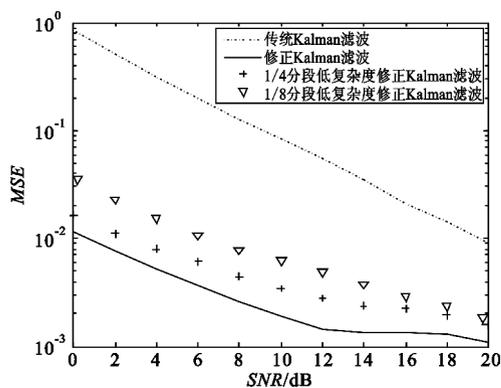


图5 不同分段简化算法的MSE性能比较

Fig. 5 MSE performance comparison between different segments simplification algorithms

5 结论

本文提出了一种适用于时间频率选择性衰落信道的低复杂度修正 Kalman 滤波算法,首先利用 Kalman 滤波进行时域信道估计,然后运用分段 MMSE 准则对时域估计进行频域修正,从而有效抑制了噪声和 ICI 的影响,跟踪了信道的时频变化。理论分析和仿真结果证明,这种基于 Kalman 滤波的低复杂度算法的估计性能优于传统的 Kalman 滤波方法,且与修正的 Kalman 滤波算法^[7]相比,在估计精度损失不大的情况下,极大地降低了计算的复杂度,有效提高了系统的整体性能。本文提出的方法虽然能够降低系统的计算复杂度,但是信道估计性能也受到了损失。如何在保证估计精度的前提下,寻求更简单的计算方法还需要进行深入研究。

参考文献:

- [1] Aiello R. Ultra-wideband wireless systems [J]. IEEE Microwave Magazine, 2003, 4(2): 36-47.
- [2] Snow C, Lampe L, Schuber R. Performance analysis of multi-band OFDM for UWB communication [C]// Proceedings of 2005 IEEE International Conference on Communications. Seoul, South Korea: IEEE, 2005: 2573-2578.
- [3] Manton J H. Optimal training sequences and pilot tones for OFDM systems [J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(4): 151-153.
- [4] Foerster J R. A Channel model for ultra wideband indoor communication [J]. Proceedings of the IEEE, 2006(7): 31-35.
- [5] Sheikh I, Khan N M, Rapajic P B. Kalman filter based channel estimation in OFDM multi-user single-input-multi-output system [C]// Proceedings of 2004 IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Sydney, Australia: IEEE,

2004: 802-806.

- [6] Chen W, ZHANG Rui-feng. Kalman-filter Channel estimator for OFDM systems in time and frequency-selective fading environment [C]// Proceedings of 2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Montreal, Quebec, Canada: IEEE, 2004: 377-380.
- [7] SONG Xiao-jin, SONG Tie-cheng, SHEN Lian-feng, et al. Improved kalman filter channel estimation method for OFDM systems in fast time-varying environment [J]. Journal of Southeast University, 2005, 21(4): 27-29.
- [8] Turin W, Jana R, Ghassenzadeh S S, et al. Autoregressive modeling of an indoor UWB Channel [C]// Proceedings of 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. Baltimore, MD, USA: IEEE, 2002: 71-74.
- [9] Ghassenzadeh S S, Jana R, Rice C W, et al. Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor Channel [J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(10): 1786-1796.
- [10] Muneer P, Sameer S M. Doubly-selective Channel estimation for OFDM systems using Bernstein basis polynomials and Kalman-tracking [C]// Proceedings of 2012 Annual IEEE India Conference (INDICON). India: IEEE, 2012: 603-607.
- [11] Venkatesh C, Madheswaran M. Performance analysis of multiband OFDM system over ultra wide band channels using kalman filter [J]. Wireless Personal Communications, 2013, 68(3): 1121-1134.
- [12] 刘殷卉. OFDM 系统分段最小均方误差信道估计与多层专用变频设计的研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2010. LIU Yin-hui. Studies on Segment Minimum Mean Square Error Channel Estimation and Multi-layer Dedicated Reference Signal Design for OFDM Systems [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2010. (in Chinese)

作者简介:



张士杰(1986—),男,河北石家庄人,硕士研究生,助理工程师,主要研究方向为通信、超宽带时变信道估计;

ZHANG Shi-jie was born in Shijiazhuang, Hebei Province, in 1986. He is now a graduate student and also an assistant engineer. His research concerns wireless communications and UWB system time-varying channel estimation.

Email: jie.112@163.com

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和计算机检测技术。

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 and computer detection.