

## 一种 IR-UWB 系统 FS-DFME 均衡接收机

刘志勇<sup>①</sup> 张钦宇<sup>①</sup> 张乃通<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(哈尔滨工业大学深圳研究生院 深圳 518055)

<sup>②</sup>(哈尔滨工业大学电子与信息技术研究院 哈尔滨 150001)

**摘要:** 该文针对在密集多径室内环境中超宽带(UWB)信道的延迟扩展时间长,脉冲超宽带(IR-UWB)系统在高速数据传输时码间干扰(ISI)严重致使误码率(BER)增加以至于系统无法工作的问题,基于 ISI 的成因,提出了一种分数间隔判决反馈居中均衡(FS-DFME)均衡接收机,该均衡接收机能够联合实现匹配滤波和信道均衡,从而能够有效地收集多径信号能量和抑制 ISI 影响。研究表明均衡接收机的观察窗口长度是影响 ISI 消除效果的重要参数;与线性均衡(LE)和分数间隔判决反馈非居中均衡(FS-DFNME)均衡接收机相比,FS-DFME 均衡接收机能够更加有效地消除 ISI,提高系统的 BER 性能。

**关键词:** 超宽带; 码间干扰; 分数间隔判决反馈居中均衡(FS-DFME); 观察窗口长度

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)12-2824-05

## FS-DFME Equalization Receiver for IR-UWB Systems

Liu Zhi-yong<sup>①</sup> Zhang Qin-yu<sup>①</sup> Zhang Nai-tong<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen 518055, China)

<sup>②</sup>(School of Electronic and Information Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract:** Inter Symbol Interference (ISI) will increase when transmission rate of an Impulse Radio-Ultra Wide Band (IR-UWB) system is getting larger, which will worsen Bit Error Rate (BER), restrict the highest realizable transmission rate. In order to suppress ISI and realize high transmission rate, based on the causation of ISI, a Fractionally Spaced-Decision Feedback Middle Equalization (FS-DFME) equalization receiver is proposed. The receiver can realize jointly Matched Filter (MF) and channel equalization so as to collect multipath signal energy and suppress ISI. Simulation results show that the observation window length is important parameter in mitigation of ISI. Compared with Linear Equalization (LE) and Fractionally Spaced-Decision Feedback Non-Middle Equalization (FS-DFNME) equalization receiver, ISI is mitigated more effectively by FS-DFME equalization receiver and BER performance is improved obviously.

**Key words:** Ultra Wide Band (UWB); Inter Symbol Interference (ISI); Fractionally Spaced-Decision Feedback Middle Equalization (FS-DFME); Observation window length

### 1 引言

脉冲超宽带(IR-UWB)的优势之一是实现高速无线通信。然而,据测试,室内环境下的 UWB 信道延迟扩展会达到 100 ns 的级数<sup>[1]</sup>,码间干扰(ISI)将会由若干符号的叠加而产生。当传输速率很高时,码间干扰严重致使误码率增加以至于系统无法工作<sup>[2]</sup>,因此 ISI 是 IR-UWB 系统实现超高速传输接收机设计的主要挑战。为了消除 ISI,文献[3,4]采用匹配滤波-瑞克-均衡器(MF-Rake-Equalizer)接收机结构,此结构的接收机采用了发射端信号波形作为匹配滤波前端处理的波形模板。在传统的无线通信

系统中,接收端的信号波形与发射端的信号波形差别不大,接收机的前端处理采用发射端波形做匹配滤波处理,就可以获得相当的信噪比增益。而对于 IR-UWB 无线通信系统来说,接收信号的波形几乎完全不同与发射端的信号波形,如果用发射端的信号波形作为匹配滤波的模板波形,匹配滤波前端将会大大降低系统性能。此外,由于 UWB 信道具有环境相关性(例如房间的几何布局,墙壁和家具的材质),不同的室内环境下信道冲激响应不同,信道冲激响应的不同导致需要不同的匹配滤波模板波形,因而用于 IR-UWB 系统的匹配滤波的最优波形模板是不能预先获得的。为了在不同的室内环境下都能获得一定的信噪比增益,IR-UWB 接收机的匹配滤波处理前端的模板必须能够有效收集当前信道环境

下的多径信号能量。而采用 MF-Rake-Equalizer 结构的接收机并不能估计出波形模板,导致不能最优地收集多径信号能量。基于消除码间干扰和最优化的实现多径信号能量的收集的目的,可以考虑设计能够联合实现匹配滤波和信道均衡的均衡接收机。文献[5,6]中提出了此方法,接收机结构采用了分数间隔线性均衡器结构,据文献[7]中证明,分数间隔均衡器能够起到 MF 和符号间隔均衡的作用。但是文献[5,6]仅仅考虑了采用线性均衡(LE)均衡接收机消除两个符号间的 ISI。

为了更加有效地消除 ISI,本文基于 ISI 的成因提出了一种分数间隔判决反馈居中均衡(FS-DFME)均衡接收机。仿真结果表明 FS-DFME 均衡接收机在高速传输时能够有效地消除 ISI 的影响;观察窗口长度是影响 ISI 消除效果的重要参数。

本文结构安排如下:第 2 节描述了系统模型与设计;第 3 节通过仿真分析了观察窗口长度对 FS-DFME 均衡接收机性能的影响,并与 LE(Linear Equalization)和分数间隔判决反馈非居中均衡(FS-DFNME)均衡接收机进行了性能对比;第 4 节是本文的结束语。

## 2 系统模型与设计

本文考虑了一个单用户 IR-UWB 通信系统,等价的基带系统模型框图如图 1 所示。

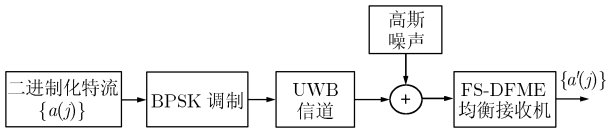


图 1 单用户 IR-UWB 通信系统等价基带系统模型

IR-UWB 使用的冲激脉冲用 2 阶高斯脉冲表示:

$$w(t) = [1 - 4\pi(t/\tau)^2] \exp[-2\pi(t/\tau)^2] \quad (1)$$

在发射端,等概率 2 进制比特流  $\{a(j)\} \in \{0,1\}$  以  $w(t)$  波形采用 BPSK 调制,发送信号为

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} (2a(j) - 1)w(t - jT_p) \quad (2)$$

其中  $j$  表示第  $j$  个比特,  $T_p$  是脉冲发送周期。

本文采用 802.15.3a S-V UWB 信道模型<sup>[8]</sup>。信道冲激响应模型为

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3)$$

其中  $\alpha_{k,l}$  表示第  $l$  簇的第  $k$  条多径的正态衰落系数,  $T_l$  是第  $l$  簇的延迟,  $\tau_{k,l}$  相对与第  $l$  簇到达时间  $T_l$  第  $k$  条多径的延迟时间,  $X$  表示正态衰落。此外,

簇和多径的到达时间都以泊松点过程建模。

发射信号经过 UWB 信道后,接收端信号由式(4)给出:

$$r(t) = s(t) * h(t) = X \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} (2a(j) - 1) \cdot w(t - T_l - \tau_{k,l} - jT_p) + n(t) \quad (4)$$

其中  $n(t)$  是加性高斯白噪声。

图 2 给出了 ISI 的成因,对于接收机来说,中间的信号  $B'$  表示当前正在处理的信号,左边的信号  $A'$  是即将接收的信号,右边的信号  $C'$  是已处理过的信号。定义  $A'$  对  $B'$  的影响为前兆码间干扰(Pre-ISI),  $C'$  对  $B'$  的影响为后兆码间干扰(Post-ISI)。

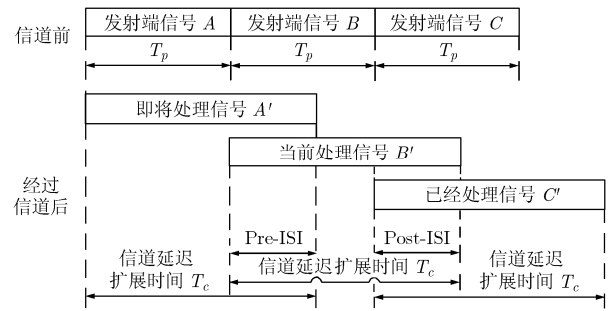


图 2 ISI 的成因

为了消除 Pre-ISI 和 Post-ISI 的影响且有效地收集多径信号能量,本文提出了一种 FS-DFME 均衡接收机。其结构如图 3 中所示,由前馈滤波(FFF)和反馈滤波(FBF)组成。FS-DFME 均衡接收机将直接处理经 A/D 采样后的信号  $r(n)$ ,  $r(n)$  是  $r(t)$  通过  $T_s$  间隔(A/D 的采样间隔)采样后的信号。对  $r(n)$  以码元长度为单位分成一个个处理单元,均衡接收机处理时,当前处理信号的第 1 个处理单元(这里说第 1 个是因为在高速传输时,发送信号由信道作用而展宽,展宽后的信号可以分成若干个处理单元)置于 FFF 观察窗的中间位置。FFF 操作在分数间隔采样以实现匹配滤波和符号间隔均衡的作用,使得接收机可以有效地收集多径信号能量和抑制 Pre-ISI 的影响,而 FBF 操作在符号间隔以消除 Post-ISI 的影响。

在每一个比特周期,在均衡接收机的输出端产生一个比特判决,然后在下一个比特周期反馈回均衡接收机。均衡接收机的抽头系数采用滤波算法调整,在训练阶段用训练序列使均衡接收机自适应于室内信道环境,而后在判决模式下,均衡接收机用硬判决作为接收机的输出。其中均衡接收机的抽头系数仅仅在训练阶段被更新,在判决阶段不做更新。

本文中采用了 LMS 滤波算法来调整抽头系数向

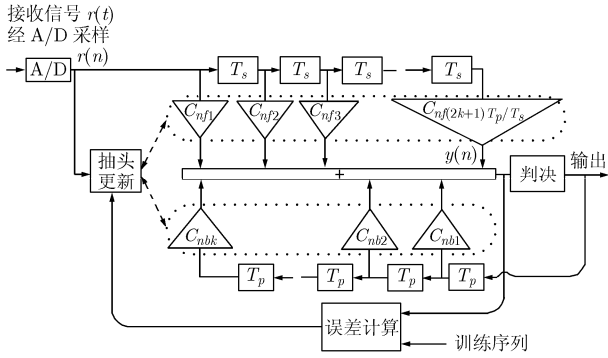


图 3 FS-DFME 均衡接收机结构

量, 其实现的计算复杂度要远远小于 RLS 等滤波算法。在 LMS 自适应滤波算法中<sup>[9]</sup>, 定义抽头系数向量为

$$\mathbf{c}(n) = [c_{nf1}c_{nf2} \cdots c_{nf(2k+1)T_p/T_s} c_{nb1}c_{nb2} \cdots c_{nbk}] \quad (5)$$

其中  $c_{nfk}$  是 FFF 的抽头值,  $c_{nbk}$  是 FBF 的抽头值,  $(2k+1)T_p/T_s$  是 FFF 的长度,  $k$  是 FBF 的长度。

均衡接收机的输入信号由  $r(n)$  和过去的判决值组成:

$$\mathbf{u}(n) = [r(n-1) \cdots r(n-(2k+1)T_p/T_s) \cdot d(n-1) \cdots d(n-k)] \quad (6)$$

其中  $r(n)$  是  $r(t)$  经采样后的信号,  $d(n)$  是对过去比特信号的判决值。

输出信号为

$$y(n) = \mathbf{c}(n)\mathbf{u}(n)^T \quad (7)$$

计算误差公式为

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (8)$$

抽头更新公式为

$$\mathbf{c}(n+1) = \mathbf{c}(n) + \mu\mathbf{u}(n)e(n) \quad (9)$$

其中  $0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$ ,  $\lambda_{\max}$  是相关矩阵  $\mathbf{R}(n) = \mathbf{u}(n)^T \cdot \mathbf{u}(n)$  的最大特征值。

为了比较本文提出的 FS-DFME 与 FS-DFNME, LE 均衡接收机间的计算复杂度, 我们在表 1 中给出了 3 种均衡接收机在一次迭代中所需的乘法和加减法计算次数。

由表 1 可以看出, FS-DFME 均衡接收机实现的计算复杂度大致是 FS-DFNME 和 LE 均衡接收机的 2 倍左右。

### 3 仿真结果与分析

为了验证所提出方法的有效性, 在这一节, 通过仿真比较了 FS-DFME 和 FS-DFNME, LE 均衡接收机间的误码率性能。此外, 还考察了 FS-DFME 均衡接收机的观察窗口长度对 ISI 消除效果的影响。

仿真考虑单用户 BPSK 调制 IR-UWB 系统, 假

表 1 一次迭代所需乘法和加减法计算次数

接收机类型	乘法计算次数	加减法计算次数
FS-DFME	$2((2k+1)T_p/T_s + k) + 1$	$(2k+1)T_p/T_s + k + 1$
FS-DFNME	$2((k+1)T_p/T_s + k) + 1$	$(k+1)T_p/T_s + k + 1$
LE	$2(k+1)T_p/T_s + 1$	$(k+1)T_p/T_s + 1$

设完美的同步, 用于产生发送和接收信号参数如表 2 所示。LMS 算法的步长参数  $\mu$  设置为 0.05, 均衡器的抽头系数权值的初始值设置为 0。仿真采用蒙特卡罗方法, 在评估观察窗口长度对于 FS-DFME 均衡接收机的影响时, 固定  $E_b/N_0$  在 10 dB, 对于每一次信道实现, 发送 9500 个符号, 其中前 500 个符号作为训练序列, 在每一个观察窗口长度下的 BER 由平均 500 个随机信道实现下的 BER 得到, 由此可以得出观察窗口长度和 BER 的关系曲线。在评估系统的误码率性能时, 同样对于每一次信道实现, 发送 9500 个符号, 其中前 500 个符号作为训练序列。在每一个信噪比点上的 BER 由平均 1000 个随机信道实现下的 BER 得到。

表 2 仿真参数

数据传输速率	100 Mbps, 300 Mbps, 400 Mbps
脉冲波形	高斯脉冲 2 阶导
脉冲宽度	2 ns
脉冲发送周期 $T_p$	10 ns, 3.33 ns, 2.5 ns
信道	UWB S-V 信道和高斯信道
采样周期 $T_s$	0.1 ns

图 4 给出了在 CM1 和 CM3 信道下以不同速率传输时 BER 性能随观察窗口长度变化的曲线。从图 4 可以看出, FS-DFME 均衡接收机的观察窗口长度严重地影响 ISI 的消除效果。当观察窗口长度过长时, 接收机的 BER 性能不会被显著提高, 甚至会降低系统的性能。当长度太短时, 系统的 BER 性能将会严重地降级。这里存在一个最优长度使系统的 BER 性能达到最优。这是因为当观察窗口短时, 收集的多径信号能量少, 不能获得很好的信噪比增益, 致使系统的 BER 性能恶劣; 当观察窗口的长度过长的时候, 不仅会引入更多的 ISI, 还会引入更多的噪声, 导致信噪比增益降低, 使得系统的 BER 性能下降。此外, 在相同信道环境下, 随着速率的增加, 最优观察窗口长度将减小, 原因是速率提高意味着脉冲发送间隔减小, 如果不改变观察窗口长度, 会引入更多的 ISI, 恶化系统的性能。

图 5 给出了最优观察窗口长度 FS-DFME 均衡接收机在 CM1 和 CM3 信道下的 BER 曲线。在图中,  $N_f$  表示 FFF 观察窗口内包含的码元波形数,  $N_b$  表示反馈过去的判决符号数。从图 5 可以看出, 即使是在 400 Mbps 传输下, FS-DFME 均衡接收机仍能在 15 dB 取得  $10^{-3}$  的误码率, 有效地抑制了 ISI 对接收带来的影响。在相同的传输速率下, 接收机在 CM1 信道下的 BER 性能要优于在 CM3 信道下的性能, 这是因为 CM3 信道有更长的信道延迟扩展时间, 相对于 CM1 信道来说, 这会引入更严重的 ISI。此外, 在相同信道环境下, 接收机的 BER 性能会随着数据传输速率的增加而有性能的降级, 这是由于数据传输速率的提高会加重符号间的叠加程度, ISI 程度相应提高, 系统性能相应降级。

图 6 比较了最优观察窗口长度 FS-DFME 均衡接收机和 2 码元长度观察窗口 LE 均衡接收机<sup>[5, 6]</sup>在 CM1 信道和 CM3 信道下的 BER 性能。从图 6 可以看出在两种信道环境下最优观察窗口长度 FS-DFME 均衡接收机的 BER 性能均远远优于 2 码元长度观察窗口 LE 均衡接收机。之所以有这么大的性能差别, 原因有两点: 其一, 从接收机结构上来说, FS-DFME 均衡接收机包含有 FBF 部分, 可以有效地抑制 Post-ISI 的影响, 而 LE 均衡接收机不包含 FBF, 抑制 Post-ISI 的能力较弱; 其二, 从多径信号能量收集上来说, 最优观察窗口长度 FS-DFME 均衡接收机的观察窗口长于 2 码元长度观察窗口 LE 均衡接收机, 使得最优观察窗口长度 FS-DFME 均衡接收机能够更有效地收集多径信号能量, 提高接收机处理的信噪比增益。

由表 1, 随着抽头数的增加, 均衡接收机实现的计算复杂度增加。考虑到观察窗口长度过长会增加

加信号处理的计算复杂度, 且为了公平比较, 设置 FS-DFME, FS-DFNME 和 LE 均衡接收机的参数分别为:  $N_f=3, N_b=1; N_f=2, N_b=1; N_f=2$ 。图 7 给出了采用上述参数时 3 种均衡接收机的 BER 性能比较。从图 7 可以看出 FS-DFNME 均衡接收机的 BER 性能优于 LE 均衡接收机, 而 FS-DFME 均衡接收机的 BER 性能优于 FS-DFNME 均衡接收机。FS-DFNME 与 LE 均衡接收机的不同之处在于 LE 均衡接收机没有 FBF 部分, 使得 LE 均衡接收机抑制 Post-ISI 的能力弱于 FS-DFNME, 这是 FS-DFNME 均衡接收机优于 LE 均衡接收机的原因。FS-DFME 与 FS-DFNME 均衡接收机相比, 均具有 FBF, 抑制 Post-ISI 的能力相同, 不同之处在于 FS-DFNME 对当前处理信号没有做居中处理, 使得 FS-DFNME 抑制 Pre-ISI 的能力弱于 FS-DFME, 这导致了 FS-DFME 均衡接收机的 BER 性能优于 FS-DFNME 均衡接收机。

收敛性是均衡接收机的另一个重要指标。为了评估 FS-DFME 均衡接收机的收敛性, 图 8 比较了采用图 7 中参数的 FS-DFME 和 FS-DFNME, LE 均衡接收机间的收敛性。从图 8 可以看出, 3 种接收机的收敛性能差别不大。其中, FS-DFME 均衡接收机收敛后的 MSE 最小, FS-DFNME 次之, LE 最差。

#### 4 结束语

收集多径信号能量和消除 ISI 是高速 IR-UWB 系统接收机设计面临的两个挑战。为了有效地收集多径信号能量和消除 Pre-ISI, Post-ISI, 本文提出了一种可以联合实现匹配滤波和信道均衡的 FS-DFME 均衡接收机。研究结果表明均衡接收机的观

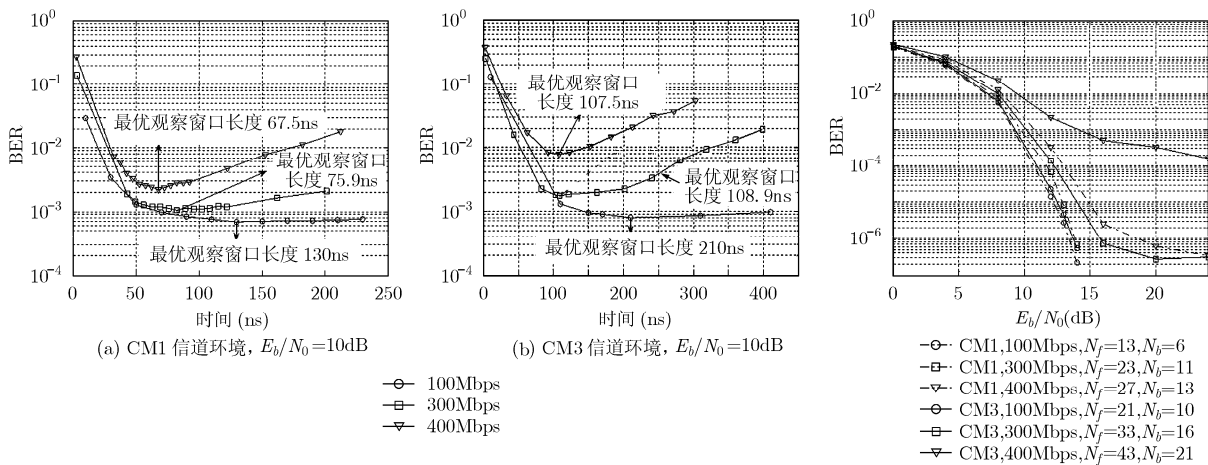


图 4 CM1 和 CM3 信道环境下 FS-DFME 均衡接收机的观察窗口长度与误码率关系曲线

图 5 在 CM1 和 CM3 信道环境下最优长度观察窗口 FS-DFME 均衡接收机的 BER 性能曲线

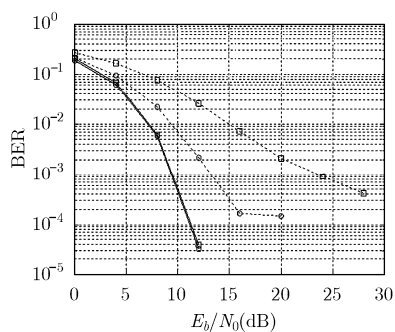


图6 100 Mbps, 最优观察窗口长度 FS-DFME 均衡接收机与 2 码元长度观察窗口 LE 均衡接收机 BER 性能比较

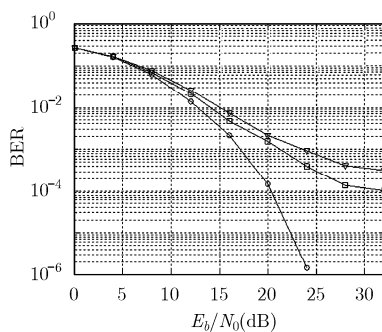


图7 100 Mbps, CM3 信道下采用图中设置参数的 FS-DFME, FS-DFNME 和 LE 均衡接收机的 BER 性能比较

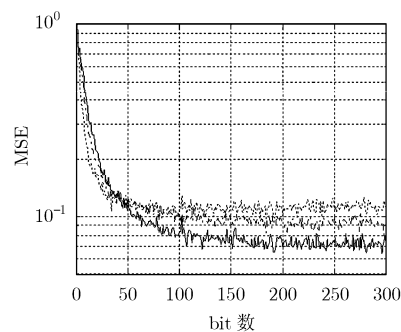


图8 FS-DFME, FS-DFNME 和 LE 均衡接收机的收敛性能比较,  $E_b/N_0=16$  dB

察窗口长度是影响 ISI 消除效果的重要参数; 相比于 LE 和 FS-DFNME 均衡接收机, FS-DFME 均衡接收机能够更加有效地消除 ISI, 提高系统的 BER 性能。

### 参考文献

- [1] Win M Z and Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications[C]. ICC, Montreal, Que, Canada, June. 8-12, 1997: 56-60.
- [2] 王辉宇, 张钦宇, 张乃通, 沙学军. 码间干扰效应对 I-UWB 频谱效率的限制作用[J]. 吉林大学学报, 2007, 37(1): 198-201. Wang Hui-yu, Zhang Qin-yu, Zhang Nai-tong, and Sha Xue-jun. Limit effect of inter chip interference on I-UWB bandwidth efficiency [J]. *Journal of Jinlin University*, 2007, 37(1): 198-201.
- [3] Parihar A, Lampe L, Schober R, and Leung C. Equalization for DS-UWB systems—Part I: BPSK modulation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(6): 1164-1173.
- [4] Parihar A, Lampe L, Schober R, and Leung C. Equalization for DS-UWB systems—Part II: 4BOK modulation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(8): 1525-1535.
- [5] Li Qing-hua and Rusch L A. Multiuser detection for DS-CDMA UWB in the home environment [J]. *IEEE Journal*

*on Selected Areas in Communications*, 2002, 20(9): 1701-1711.

- [6] 汪一鸣, 朱洪波. 一种较低复杂度的 UWB 信道自适应均衡技术[J]. 通信学报, 2005, 26(10): 13-18. Wang Yi-ming and Zhu Hong-bo. Less complicated adaptive equalization for UWB channels [J]. *Journal on Communications*, 2005, 26(10): 13-18.
- [7] Qureshi S U H. Adaptive equalization. *Proceedings of IEEE*, 1985, 73(9): 1349-1387.
- [8] IEEE 802. 15. SG3a. Channel modeling Sub-committee Report Final[S]. 2003.
- [9] Haykin S. Adaptive Filter Theory[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996, Chapter 5.

刘志勇: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为 UWB、鲁棒信号处理.

张钦宇: 男, 1972 年生, 教授, 主要研究方向包括无线数据传输、移动通信、无线通信网、生物医学电子学、人工智能神经网络等.

张乃通: 男, 1934 年生, 中国工程院院士, 教授, 主要研究领域包括 UWB、C4I 通信系统、专用移动通信系统、卫星通信等.