

# 一种新的自适应窄带干扰抑制在直扩超宽带系统中的应用

梁中华 朱世华 王绍鹏

(西安交通大学电子与信息工程学院 西安 710049)

**摘要** 基于目标函数的最优化问题与求解线性方程组的等价性,该文针对直扩超宽带(DS-UWB)系统提出了一种新的自适应窄带干扰抑制方案。该方案把最优化模型转化为线性方程组的形式,并用一种有效的迭代方法即共轭梯度(Conjugate Gradient, CG)算法来实现自适应滤波。理论分析及计算机仿真结果表明,与现有的窄带干扰抑制方案相比,该文提出的方案具有更高的性价比,因此在低功耗、低成本及简易实用的室内超宽带应用场合,适合作为一种可选的折衷方案。

**关键词** 超宽带(UWB), 窄带干扰(NBI), 自适应滤波, 共轭梯度(CG)

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)10-1842-04

## A Novel Adaptive Narrowband Interference Mitigation Scheme for DS-UWB Systems

Liang Zhong-hua Zhu Shi-hua Wang Shao-peng

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract** An adaptive NarrowBand Interference (NBI) suppression approach is proposed for DS-UWB systems. Based on the equivalence between the objective function optimization and linear equations, the proposed scheme translates the optimization model into linear equations and then performs adaptive filtering by employing an effective iterative method for linear equations, namely Conjugate Gradient (CG) algorithm. Theoretical analysis and simulation results show that, compared with the traditional NBI mitigation schemes, the proposed scheme can achieve a superior performance-to-cost ratio, and therefore can be considered as a compromised candidate for low cost, low power consumption and low complexity indoor UWB application scenarios.

**Key words** Ultra-WideBand (UWB), NarrowBand Interference (NBI), Adaptive filtering, Conjugate Gradient (CG)

### 1 引言

由于超宽带(Ultra-WideBand, UWB)通信系统的宽带传输特性,其不可避免地需要和现有的无线系统共享频谱资源。在对超宽带信号的发射功率以及频谱特性进行规范及限制的基础上<sup>[1]</sup>,研究超宽带系统与其它无线系统之间的共存性,已经成为近年超宽带研究领域中的一个热点问题<sup>[2-4]</sup>。

在直扩超宽带系统研究中,自适应MMSE接收机由于其结构简单、易于实现及性能稳定等特点而备受关注。文献[5]基于自适应MMSE接收机,结合两种经典的自适应滤波算法即最小均方算法(Least-Mean-Square, LMS)和递归最小二乘算法(Recursive Least-Squares, RLS),提出了相应的窄带干扰抑制方案,即LMS-MMSE和RLS-MMSE。LMS-MMSE具有最低的计算复杂度及较好的收敛稳定性,其缺点是收敛速度慢,而且具有较高的失调量;RLS-MMSE拥有比LMS-MMSE更快的收敛速度,但其代价是过高的计算复杂度及引入了数值稳定性问题<sup>[6,7]</sup>。

本文针对直扩超宽带系统提出了一种自适应窄带干扰抑制技术,基于目标函数的最优化问题与求解线性方程的等价性,将最优化模型转化为线性方程组的形式,并且应用一种有效的线性方程组迭代解法来实现自适应滤波。理论分析及 Monte Carlo 仿真实验表明,与传统的 LMS-MMSE 和 RLS-MMSE 相比,本文所提出的方案具有更高的性能代价值,因此可作为一种实用的折衷方案。

### 2 系统假设

考虑一个单用户的直扩超宽带系统。设发射机输入为等概的二进制比特流  $\{b(i)\} \in \{1, -1\}_{i=0}^{P-1}$ , 其中  $P$  表示一帧数据包含的比特数。直扩特征波形  $S(t)$  对  $\{b(i)\}$  进行 BPSK 调制后,输出的超宽带信号  $x(t)$  可由式(1)表示:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{P-1} b(i)S(t - iT_b) \quad (1a)$$

$$S(t) = \sum_{j=0}^{N-1} n(j)w_r(t - jT_p) \quad (1b)$$

其中  $T_b$  为用户数据的比特周期;  $N$  为传输每个比特所需要的窄脉冲数(即扩频因子);扩频序列  $\{n(j)\} \in \{1, -1\}_{j=0}^D$ , 其中  $D \geq N$ ;  $w_r(t)$  表示脉宽为  $T_p$  的超宽带脉冲。

2005-12-26 收到, 2006-06-20 改回  
国家自然科学基金(60372055), 国家“863”项目(2003AA123320)和博士点基金(20020698024, 20030698027)资助课题

经过多径信道后, 到达接收机的衰落信号  $y(t)$  为发射信号  $x(t)$  与信道冲激响应  $h(t)$  的卷积:

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (2)$$

其中符号  $*$  表示卷积运算。

在窄带干扰情况下, 接收机的输入信号可表示为

$$r(t) = y(t) + I(t) + n(t) \quad (3)$$

式(3)中  $I(t)$  为窄带干扰(NBI),  $n(t)$  表示均值为零、方差为  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声(AWGN)。

本文采用有限冲激响应(FIR)滤波器<sup>[7]</sup>来实现自适应 MMSE 接收机。滤波器的输入向量  $\mathbf{u}(n)$  为接收信号  $r(t)$  在一段观测时间内的采样序列。为了收集足够的多径能量, 对接收信号的观测窗长度(即观测时间)应大于一个比特周期, 而且各观测窗在时间上应该存在交叠。整个自适应接收过程分为两个阶段: 首先是训练阶段, 其物理意义为跟踪信道的变化, 并且根据 MMSE 准则对 NBI 和 AWGN 进行抑制; 然后是传输阶段, 滤波器对输入的观测向量作相关处理, 输出比特判决, 同时将其反馈回滤波器, 作为计算均方误差(MSE)的参考量, 滤波器的抽头系数仍然用 MMSE 准则进行更新。

### 3 算法描述

#### 3.1 最优化问题与求解线性方程组的等价性

考查线性方程组

$$\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{A}$  是一个  $n \times n$  维的非奇异矩阵。构造目标函数

$$J(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^H \mathbf{A} \mathbf{x} - \mathbf{x}^H \mathbf{b} \quad (5)$$

其中  $(\cdot)^H$  表示对向量或矩阵取共轭转置。根据目标函数取极小值的充分条件<sup>[8]</sup>可知

$$\frac{\partial J(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^*} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{b} = 0 \quad (6a)$$

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left[ \frac{\partial J(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^*} \right] = \mathbf{A} > 0 \quad (6b)$$

其中  $(\cdot)^*$  表示对复数向量取共轭, 式(6b)的含义为矩阵  $\mathbf{A}$  为 Hermitian 正定阵。因此, 式(4)所表示的线性方程组与式(5)所表示的目标函数极小化问题同解, 前提条件是矩阵  $\mathbf{A}$  必须为 Hermitian 正定阵。

#### 3.2 共轭梯度(Conjugate Gradient, CG)算法

对于式(4)所表示的线性方程组, 文献[9]给出了一种迭代求解方法, 其中第  $(k+1)$  步迭代公式为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{x}_k + \alpha_k \mathbf{p}_k \\ \alpha_k &= \frac{\mathbf{p}_k^H \mathbf{g}_k}{\mathbf{p}_k^H \mathbf{A} \mathbf{p}_k} = \frac{\langle \mathbf{p}_k, \mathbf{g}_k \rangle}{\langle \mathbf{p}_k, \mathbf{A} \mathbf{p}_k \rangle} \\ \mathbf{g}_k &= \mathbf{b} - \mathbf{A} \mathbf{x}_k \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中向量  $\mathbf{p}_k$  在迭代过程中起着更新或搜索方向的作用, 称之为共轭方向向量;  $\alpha_k$  为更新步长。式(7)构成的迭代算法称为共轭方向(Conjugate Direction, CD)算法。

在迭代过程中若将共轭方向向量  $\mathbf{p}_k$  利用梯度下降法进

行更新, 则可得到共轭梯度(Conjugate Gradient, CG)算法。此时  $\mathbf{p}_k$  的更新公式为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{p}_k &= \mathbf{g}_k + \beta_k \mathbf{p}_{k-1} \\ \beta_k &= \frac{\mathbf{p}_{k-1}^H \mathbf{A} \mathbf{g}_k}{\mathbf{p}_{k-1}^H \mathbf{A} \mathbf{p}_{k-1}} = \frac{\langle \mathbf{p}_{k-1}, \mathbf{A} \mathbf{g}_k \rangle}{\langle \mathbf{p}_{k-1}, \mathbf{A} \mathbf{p}_{k-1} \rangle} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

#### 3.3 直扩超宽带系统中干扰及噪声抑制模型的推导

首先以采样速率  $f_s$  (即采样周期为  $T_s = 1/f_s$ ) 对接收机的输入信号进行采样, 则每比特周期内的采样数为  $N_b = T_b/T_s$ 。观测窗的时间长度及其采样起始时刻分别取为  $T_w$  和  $t_0$ , 则在每个观测窗中所包含的采样数以及采样起始序号分别为  $N_w = T_w/T_s$  和  $j_0 = t_0/T_s$ 。式(3)的离散形式可写为

$$\tilde{r}(j) = r(jT_s) = y(jT_s) + I(jT_s) + n(jT_s) = \tilde{y}(j) + \tilde{I}(j) + \tilde{n}(j) \quad (9)$$

设第  $k$  次系数更新完成后, 接收机的自适应滤波器抽头系数向量以及接收信号的观测向量(此时应与第  $i$  个比特相对应)分别为

$$\mathbf{w}(k) = [w(1) \ w(2) \ \cdots \ w(N_w)]^T \quad (10a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) &= [\tilde{r}(j_0 + (i-1)T_b + 1) \ \tilde{r}(j_0 + (i-1)T_b + 2) \\ &\quad \cdots \ \tilde{r}(j_0 + (i-1)T_b + N_w)]^T \end{aligned} \quad (10b)$$

在 MMSE 准则<sup>[7]</sup>下, 抑制窄带干扰(NBI)及高斯噪声(AWGN)的最优化目标函数为

$$\begin{aligned} J(\mathbf{w}) &= E \left[ \|d - \mathbf{u}^H \mathbf{w}\|^2 \right] = E \left[ (d - \mathbf{u}^H \mathbf{w})^H (d - \mathbf{u}^H \mathbf{w}) \right] \\ &= E \left[ |d|^2 \right] - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{w}^H \mathbf{b}) + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (11)$$

其中  $d$  为参考量;  $\mathbf{b} \triangleq E(\mathbf{u}d)$ , 表示观测向量与参考量之间的互相关向量;  $\mathbf{R} \triangleq E(\mathbf{u}\mathbf{u}^H)$ , 即观测向量的自相关阵。在发射信号采用 BPSK 调制 ( $E[|d|^2] = 1$ ) 而且 UWB 信道冲激响应  $h(t)$  为实数的情况下, 相应地取  $\mathbf{w}$  为实数向量。此时式(11)可写为

$$J(\mathbf{w}) = 1 + 2 \left( (1/2) \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{b} \right) = 1 + 2\tilde{J}(\mathbf{w}) \quad (12)$$

其中, 二次型函数  $\tilde{J}(\mathbf{w}) = (1/2) \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{b}$  即为  $J(\mathbf{w})$  的等价目标函数。对  $\tilde{J}(\mathbf{w})$  求(共轭)梯度并令其为零, 得到

$$\mathbf{R} \mathbf{w} = \mathbf{b} \quad (13)$$

由于  $\mathbf{R}$  为 Hermitian 正定阵, 根据式(4)~式(6)的讨论可知, 式(12)与式(13)同解。因此, 抑制干扰的最优化问题就转换为线性方程组(13)的求解问题。

对于线性方程组(13), 本文应用一种基于指数衰减窗的 CG 算法<sup>[10]</sup>来求解, 该算法在迭代过程中采用了指数衰减窗对  $\mathbf{R}$  和  $\mathbf{b}$  进行估计:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{R}(k) &= \lambda \mathbf{R}(k-1) + \mathbf{u}(k) \mathbf{u}(k)^H \\ \mathbf{b}(k) &= \lambda \mathbf{b}(k-1) + \mathbf{u}(k) d(k) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

其中  $0 < \lambda \leq 1$  为遗忘因子。结合式(14), 即可实现基于 CG 算法的自适应干扰及噪声抑制。

### 4 性能分析

#### 4.1 误码性能

设线性方程组(13)的解  $\mathbf{w}_0$  收敛于自适应滤波器的第  $i$  次迭代。此时自适应滤波器的输出为

$$r_d(i) = \mathbf{w}_0^H \mathbf{u}(i) = \mathbf{w}_0^H (\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{\text{NBI}} + \mathbf{E}_n) = \mathbf{w}_0^H \mathbf{E}_s + E_I \quad (15)$$

其中  $\mathbf{E}_s$ ,  $\mathbf{E}_{\text{NBI}}$  和  $\mathbf{E}_n$  分别表示合成观测向量  $\mathbf{u}(i)$  的期望用户信号、窄带干扰和噪声分量,  $E_I$  为滤波器输出的总干扰及噪声。设窄带干扰源为 IEEE 802.11a 系统产生的 OFDM 信号, 基于各子载波独立同分布以及等功率发射的假设, 当子载波数充分大时, 根据中心极限定理可近似认为窄带干扰源服从高斯分布, 而窄带多径信道及自适应滤波器均可看作是线性变化, 因此  $E_I$  也近似服从高斯分布, 其方差为  $\sigma_{(I+n)}^2$ 。

因此滤波器的输出信干噪比为

$$\text{SINR} = \mathbf{w}_0^H \mathbf{E}_s / \sigma_{(I+n)}^2 \quad (16)$$

采用与文献[5, 11]类似的推导方法, 可得到误码率的表达式为

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\text{SINR}}}^{+\infty} e^{-(t^2/2)} dt = Q(\sqrt{\text{SINR}}) \quad (17)$$

从式(16)及式(17)可看出, 在窄带干扰功率一定的前提下, 误码性能主要由抽头系数的收敛解  $\mathbf{w}_0$  决定。只要  $\mathbf{w}_0$  能够达到相同的精度, 基于 CG 算法的自适应干扰抑制(本文称之为 CG-MMSE)可获得与传统的 LMS-MMSE 及 RLS-MMSE 相当的误码性能。

#### 4.2 收敛特性及计算复杂度

由扩展子空间定理<sup>[10]</sup>可知, 对于任意一个初始点  $\mathbf{w}(0) \in C^{N_w \times 1}$ , CG-MMSE 的输出解  $\{\mathbf{w}(k)\}$  满足在直线  $\mathbf{w}(k-1) + \alpha \mathbf{p}(k-1)$  及直线簇  $\mathbf{w}(0) + \text{Span}\{\mathbf{p}(0), \mathbf{p}(1), \dots, \mathbf{p}(k-1)\}$  方向上使得目标函数  $\bar{J}(\mathbf{w})$  最小化。即CG-MMSE在每次迭代时搜索方向向量  $\mathbf{p}_k$  所张成的子空间与梯度向量(即残差向量)  $\mathbf{g}_k$  正交。因此, 可以预计CG-MMSE的收敛速度要比LMS-MMSE快, 而与RLS-MMSE相当。

根据前面的算法描述可知, CG 算法在每次迭代过程中需要更新方向向量  $\mathbf{p}_k$  及梯度向量  $\mathbf{g}_k$ 。传统的 LMS 算法由于采用了固定的更新步长, 仅需更新其瞬时梯度向量; 而 RLS 算法的主要计算开销在于矩阵求逆。因此, CG-MMSE 的计算复杂度相比 LMS-MMSE 有一定的增加, 但是相比 RLS-MMSE 还是具有较大优势。由于避免了矩阵求逆, CG-MMSE 的数值稳定性要比 RLS-MMSE 好。

综合以上分析可知, CG-MMSE 以介于 LMS-MMSE 与 RLS-MMSE 之间的计算复杂度, 可以获得与 RLS-MMSE 相当的收敛速度, 同时又避免了 RLS-MMSE 存在的数值稳定性问题。

### 5 仿真结果

为了验证前面的理论分析, 应用 Matlab 仿真软件实现了

单用户的 DS-UWB 链路。具体的仿真条件及参数设置如表 1 所示。

表 1 DS-UWB 系统仿真条件及参数设置

参数	设置	参数	设置
数据速率	200 Mbps	发射脉冲	二阶高斯脉冲 <sup>[5]</sup>
比特周期	5 ns	脉冲宽度	0.333 ns
帧长	1000 bit	扩频因子	15
信道采样周期	0.167 ns	接收机采样速率	6 GHz
信干比	0dB, -10dB, -20dB	信噪比变化范围	0 - 30 dB
期望用户数	1	观测窗长度	10 ns
窄带干扰源	IEEE 802.11a OFDM	干扰频段	5.15 - 5.25 GHz

本文在仿真中采用了 IEEE 802.15.3a 标准建议的 UWB 室内信道模型。该模型定义了 4 种室内密集多径传输环境 (CM1~CM4)<sup>[12]</sup>, 其中 CM1 表示传输距离为 0~4m 且存在直射传播(LOS)的情况, CM2 与 CM3 分别对应于传输距离为 0~4m 和 4~10m 的非直射传播(NLOS)环境, CM4 则对应于均方延时更长的 NLOS 信道环境。在 CM1~CM4 下, 我们考查了本文提出的 CG-MMSE 干扰抑制和传统的 LMS-MMSE 及 RLS-MMSE 方案在误码性能、收敛速度以及失调量等方面的表现。

#### 5.1 误码性能

图 1(a)~图 1(d) 分别给出了在信道模型 CM1~CM4 以及不同的信干比(SIR)条件下, 3 种自适应干扰抑制方案的误码性能。从图中可看出, 当无干扰时, 3 种方案都能输出相近的误码率曲线; 当 SIR=0dB 时, 除了在 CM1 中高信噪比( $E_b/N_0 > 7\text{dB}$ )条件下 CG-MMSE 比 RLS-MMSE 差 2dB 外, CG-MMSE 的误码性能最佳; 当存在强干扰 (SIR = -10dB) 时, CG-MMSE 的误码性能介于 LMS-MMSE 与 RLS-MMSE 之间。而在上述的所有情况中, LMS-MMSE 的性能始终最差。

图 2(a), 图 2(b) 给出了当信噪比固定在 8dB 时, 3 种方案的误码性能随窄带干扰强度变化的曲线。我们可以发现, 在中低强度的干扰(4 - 6dB 以内)情况下, CG-MMSE 的误码性能最佳; 在强干扰条件下, RLS-MMSE 的误码性能最佳, 而 CG-MMSE 相比 LMS-MMSE 则有较大优势。

#### 5.2 收敛速度及失调量

以 CM1 为例, 表 2 比较了 3 种干扰抑制方案在不同干扰强度下的收敛速度及失调量等指标。其中  $C$  表示收敛速度, 定义为输出均方误差(MSE)达到稳定状态所需的训练比特数;  $M$  为失调量, 定义为<sup>[7]</sup>

表 2 3 种干扰抑制方案的收敛性能比较

抑制方案	$E_b/N_0 = 8 \text{ dB}$					
	SIR = 0 dB			SIR = -10 dB		
	LMS-MMSE	RLS-MMSE	CG-MMSE	LMS-MMSE	RLS-MMSE	CG-MMSE
$\xi(\infty)$	0.3015	0.2550	0.2204	1.0731	0.3079	0.6060
$\xi_{\min}$	0.1723	0.1576	0.1566	0.7322	0.1875	0.5183
$M$ (%)	98.20	61.80	40.74	46.56	64.21	16.92
$C$	250	150	160	500	280	300

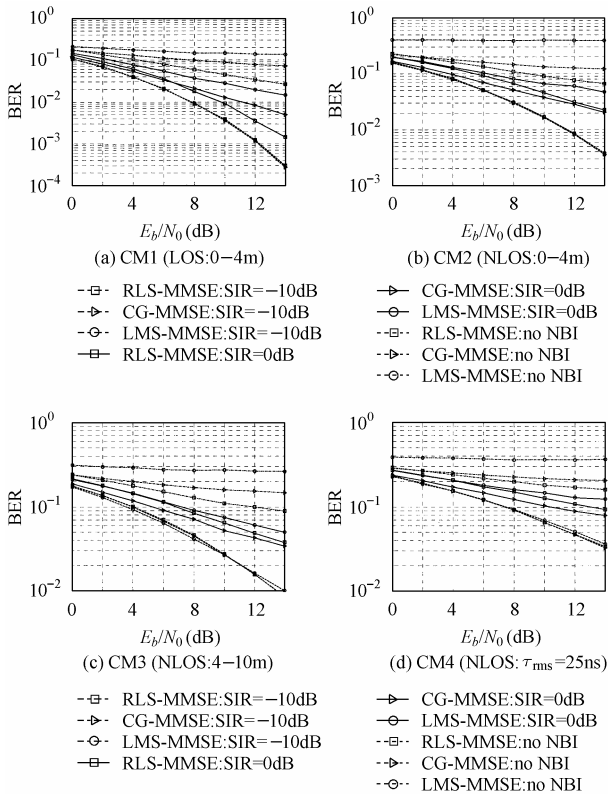


图 1 在 IEEE 802.15.3a 信道模型中 3 种自适应窄带干扰抑制的误码性能比较

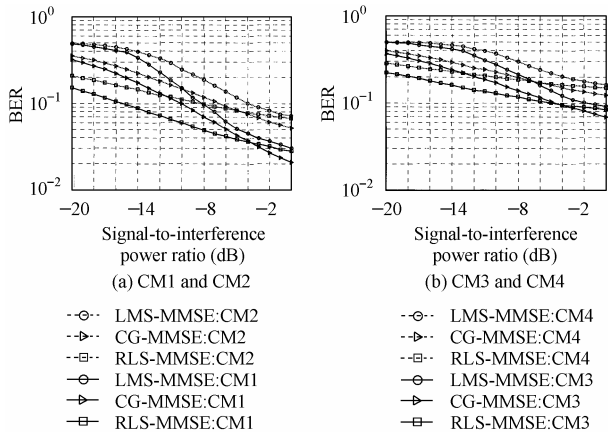


图 2 不同信干比条件下 3 种方案的误码率变化曲线( $E_b/N_0=8dB$ )

$$M = \frac{E[\xi_{ex}(\infty)]}{\xi_{min}} = \frac{\xi(\infty) - \xi_{min}}{\xi_{min}} \quad (18)$$

其中  $\xi(\infty)$  表示稳态 MSE 的平均值,  $\xi_{min}$  为稳态 MSE 的最小值。

在中低强度干扰(典型值为 SIR = 0dB)下, CG-MMSE 的收敛特性最佳; 而存在强干扰(典型值为 SIR = -10dB)时, CG-MMSE 的稳态 MSE 收敛值介于 LMS-MMSE 与 RLS-MMSE 之间。

## 6 结束语

本文提出了一种新的适用于直扩超宽带系统的自适应

窄带干扰抑制技术(CG-MMSE)。CG-MMSE 与传统的 LMS-MMSE 相比稍微增加了计算复杂度,但在误码性能及收敛特性方面具有较大优势。与传统的 RLS-MMSE 相比,CG-MMSE 虽然在强干扰下有一定的性能损失,但节省了逆矩阵的计算及存储引入的大量开销,而且具有更好的数值稳定性。理论分析及计算机仿真结果表明,CG-MMSE 具有更高的性价比,因此在低功耗、低成本以及简易实用的室内超宽带应用场合,适合作为一种可选的折衷方案。

## 参考文献

- [1] FCC. Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. Release, ET Docket 98-153. Feb. 2003.
- [2] Boubaker N, Letaief K B. A low complexity MMSE-RAKE receiver in a realistic UWB channel and in the presence of NBI. IEEE WCNC 2003, New Orleans, Louisiana, United States, 2003: 233-237.
- [3] Chu Xiaoli, Murch R D. The effect of NBI on UWB time-hopping systems. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2004, 3(5): 1431-436.
- [4] Bergel I, Fishler E, Messer H. Narrowband interference mitigation in impulse radio. *IEEE Trans. on Communications*, 2005, 53(8): 1278-1282.
- [5] Li Qinghua, Rusch L A. Multiuser detection for DS-SS UWB in the home environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002, 20(9): 1701-1711.
- [6] Boray G K, Srinath M D. Conjugate gradient techniques for adaptive filtering. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 1992, 39(1): 1-10.
- [7] Haykin S. *Adaptive Filter Theory*. 4th ed. NJ: Prentice-Hall, 2002: 94-101, 231-235, 436-463.
- [8] Bonnans J F, et al.. *Numerical Optimization: Theoretical and Practical Aspects*. New York: Springer, 2003: 26-27.
- [9] Barth T, Manteuffel T. Multiple recursion conjugate gradient algorithms Part I: Sufficient conditions. *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*, 2000, 21(3): 768-796.
- [10] Pi Shengchang, Willson A N. Analysis of conjugate gradient algorithms for adaptive filtering. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(2): 409-418.
- [11] Poor H V, Verdu S. Probability of error in MMSE multiuser detection. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1997, 43(3): 858-871.
- [12] Foerster J, et al.. Channel modeling sub-committee report final. IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks, P802.15-02/490rl-SG3a, Feb.2003.

梁中华: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为宽带无线通信系统中的信号检测及干扰抑制技术。

朱世华: 男, 1950 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事数字通信系统、移动通信及个人通信系统的研究。

王绍鹏: 男, 1970 年生, 博士生, 目前研究方向为 WLAN 及 OFDM 系统中的载波同步技术。