

# 基于接收信号自相关矩阵匹配的 UWB 信道盲估计\*

赵翔, 朱行涛, 刘郁林

(重庆通信学院 DSP 实验室, 重庆 400035)

**摘要:**针对 TH-PPM 调制的超宽带系统,把超宽带系统发射信号的非线性形式转换为线性形式,并推导出接收信号自相关矩阵和信道响应之间关系式,提出一种基于接收信号自相关矩阵匹配的超宽带信道盲估计算法,获得了较好的均方误差性能.当把估计出的信道参数用于接收机设计时,还可以获得较好的误比特率性能,其误比特率比理想信道的误比特率约 1.5 dB.

**关键词:**超宽带;二阶统计量;TH-PPM;盲信道估计

**中图分类号:**TN 911.5 **文献标识码:**A **文章编号:**0258-7971(2008)03-0246-05

超宽带(Ultra Wide-Band, UWB)具有高空间频谱效率、高测距精度、低截获概率、高抗多径衰落能力、低功耗、低成本、小体积并能与现有窄带通信系统共存等诸多优点和潜力,具有广泛的应用前景和重要的理论研究价值,引起了人们的广泛关注<sup>[1]</sup>.由于码间干扰、多用户干扰和窄带干扰等因数的影响,设计 UWB 收发信机系统可以采用的 RAKE 技术、多用户检测技术和自适应调制技术等,都存在一个需要解决的关键问题——信道参数估计,近年来已经成为 UWB 系统中研究的一个热点.

针对 UWB 系统,研究人员对其信道估计问题进行了大量研究,提出了许多估计方法,但有很多是将传统的 UWB 信道估计算法方法借鉴到某种具体的超宽带系统中进行研究,如文献[2,3]中给出的基于 ML 准则的信道估计算法,并讨论了 DA(使用训练序列)和 NDA(不使用训练序列)2 种情况.由于 ML 信道估计器的计算量非常大,对于一个实际的 UWB 信道是难以负担的.文献[4]中给出一种联合定时同步和信道估计算法,由于要进行过采样操作,增加了数据处理量.信道估计发展的趋势是尽量避免使用训练序列和高采样速率,以提高频带利用率,降低算法复杂度.正是在这种形势下,本文利用接收信号的二阶统计量(second-order statistics, SOS),提出一种基于接收信号自相关匹配的超宽带信道盲估计算法.该算法以脉冲率进行采样,是一种盲算法,并能获得较好的均方误差性能和误比特率性能.

仿真结果表明:随着观测数据长度的增加,新算法的均方误差性能逐次提高,SNR = 15 dB 情况下的算法均方误差比 SNR = 10 dB 情况下的算法均方误差要低约 2 dB.在固定观测数据长度  $K = 500$  的情况下,新算法的均方误差随着信噪比的增加逐渐减少,在信噪比  $\text{SNR} \geq 14$  dB 时,新算法的均方误差变化很小即均方误差趋于一个定值.当把估计出的信道参数用于接收机设计时,还可以获得较好的误比特率性能,比理想信道的误比特率仅高约 1.5 dB.

## 1 系统模型

在脉冲无线电超宽带系统中,通常采用冲激脉冲(纳秒级的超短脉冲)作为信息传输的载体,通过对纳秒级的超短脉冲信号进行调制,以获得很大的带宽来传输数据.本文主要针对采用 TH-PPM 调制方式的 UWB 系统进行研究.考虑单用户的情况,设  $g(t)$  表示宽度为  $D_g$  的单周期脉冲,则用来进行 TH-PPM 调制的周期脉冲表示为<sup>[5]</sup>

\* 收稿日期:2007-04-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60672157;60672158).

作者简介:赵翔(1953-),男,陕西人,教授,主要从事信号与信息处理方面的研究.

$$p(t) = \sum_{i=0}^{N_f-1} g(t - iT_f - c_i T_c), \quad (1)$$

其中,  $T_f$  为帧周期,  $T_c$  为码片周期,  $N_f$  为一个信息符号所包含的帧数, 序列  $(c_0, c_1, \dots, c_{N_f-1})$  为用户的跳时码, 它的元素是范围为  $0 \leq c_i \leq N_h - 1$  的整数. 假设跳时码的变化是以符号为周期的, 则超宽带系统中期望用户的传输信号可表示为

$$s(t) = \sum_j p(t - jT_s - b_j \Delta), \quad (2)$$

其中,  $T_s$  表示符号周期, 且  $T_s = N_f T_f$ ,  $b_j \in [0, M - 1]$  为  $M$  进制信息符号, 且为等概率分布,  $\Delta$  为信息符号调制引起的时间偏移.

(2) 式表明  $s(t)$  和  $M$  进制信息符号  $b_j$  之间是一种非线性关系, 为简化信号处理和检测过程, 可想办法把这种非线性关系转化为线性关系<sup>[6]</sup>. 假设  $\Delta = D_g$ ,  $T_f = N_h T_c$ ,  $T_c = M\Delta$ , 由于采用的是 TH-PPM 调制方式, 可知发射信号  $s(t)$  是由一系列脉冲序列  $\sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - i\Delta)$  组成的, 脉冲的位置由 TH 序列  $(c_0, c_1, \dots, c_{N_f-1})$  和信息符号  $b_j$  共同确定, 很明显发射信号  $s(t)$  的这种线性关系是脉冲序列  $\sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - i\Delta)$  和脉冲位置函数的乘积. 为推导出这种线性关系, 首先定义一个脉冲率的 TH 码序列

$$\bar{c}(i) = \delta\left(\left[\frac{i}{MN_h}\right]MN_h + Mc\left[\frac{i}{MN_h}\right] - i\right). \quad (3)$$

其中  $\delta(\cdot)$  是 Kronecker delta 函数,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整 (integer floor). 原始的帧率 (frame-rate) TH 序列  $c_i$  在每一帧时间里仅取  $[0, N_h - 1]$  中的一个值, 而变换后的 TH 码序列  $\bar{c}(i)$  是一脉冲率的扩展序列, 在一帧时间里  $\bar{c}(i)$  要在 0 和 1 中取  $MN_h$  个值, 而且仅有一个值为 1.  $\bar{c}(i)$  的延迟  $m$  ( $m = 0, 1, \dots, M - 1$ ) 个单位后得到的序列用  $\bar{c}_m(i)$  表示, 则

$$\bar{c}_m(i) = \bar{c}(i - m). \quad (4)$$

序列  $\bar{c}_m(i)$  反映了在信息符号  $b\left[\frac{i}{MN_h N_f}\right] = m$  时, 脉冲出现的位置 (1 出现的位置). 另外定义  $M$  个与输入信息信号有关的向量  $s_m(i)$ , 其表达式如下

$$s_m(i) = \delta\left(b\left[\frac{i}{MN_h N_f}\right] - m\right). \quad (5)$$

很明显, 在  $M$  个向量中, 仅有 1 个向量对每个  $i$  取 1, 其它  $M - 1$  个向量值为 0, 因此, 利用定义的向量  $s_m(i)$ , 可以从  $\bar{c}_m(i)$  中选取一个与信息符号  $b\left[\frac{i}{MN_h N_f}\right]$  对应的调制后的脉冲序列位置向量

$$u(i) = \sum_{m=0}^{M-1} u_m(i) = \sum_{m=0}^{M-1} s_m(i) \bar{c}_m(i). \quad (6)$$

故 (2) 式可写成如下的线性形式

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} u(i) g(t - iD_g) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} u_m(i) g(t - iD_g). \quad (7)$$

在接收端得到接收信号后, 一般要对其进行匹配滤波. 假设 UWB 系统发射机和接收机是完全同步的, 定义一个等效的信道冲激响应  $h(t) = g(t) * \bar{h}(t) * g(-t)$ , 则匹配滤波器输出信号可表示为

$$y(t) = s(t) * \bar{h}(t) * g(-t) + v(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} u_m(i) g(t - iD_g) * \bar{h}(t) * g(-t) + v(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} u_m(i) h(t - iD_g) + v(t), \quad (8)$$

其中  $v(t)$  为均值为 0, 功率谱密度为  $\frac{N_0}{2}$  的加性高斯白噪声. 对信号  $y(t)$  以脉冲率  $D_g$  进行采样得

$$y(n) = \sum_m \sum_{i=1}^q u_m(n - i) h(i) + v(n). \quad (9)$$

上式中  $h(i)$  为等效的离散信道冲激响应, 等效的离散信道  $h(i)$  最大有  $q$  个抽头. 在一个符号周期里, 接

收信号  $y(t)$  共有  $p = MN_h N_f$  个采样点分别为  $\{y(n+1), \dots, y(n+p)\}$ , 这  $p$  个采样点组成一个  $p \times 1$  维向量  $y_n$ , 则

$$y_n = \sum_{m,l} C_{m,l} h s_m(n+l) + v_n, \quad (10)$$

其中  $l$  的取值为:  $[-\lceil q/p \rceil, 0]$ , 其中  $\lceil \cdot \rceil$  表示向上取整 (integer ceil),  $h$  是一个未知的信道向量,  $C_{m,l}$  是一个  $p \times q$  的 Toeplitz 矩阵, 它由原始 TH 码序列所唯一确定, 而且组成此矩阵的元素只有 0 和 1. 假设的取值只有 -1 和 0 两个数, 则  $C_{m,j}$  的结构形式如下

$$\begin{cases} C_{m,0} = [C_m(1:p, :)] \\ C_{m,1} = \begin{bmatrix} C_m(p+1:p+q-1, :) \\ \mathbf{0}_{(p-q+1) \times q} \end{bmatrix}, \end{cases} \quad (11)$$

其中

$$C_m = \begin{bmatrix} \bar{c}_m(1) & & & \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ \bar{c}_m(p) & & & \bar{c}_m(1) \\ & & \ddots & \\ & & & \ddots \\ & & & & \bar{c}_m(p) \end{bmatrix}_{(p+q-1) \times q}. \quad (12)$$

为简化分析, (10) 式还可以写成如下的矩阵形式

$$y_n = \sum_l A_l s_{n,l} + v_n = A s_n + v_n, \quad (13)$$

其中  $s_{n,l} = [s_0(n+l), \dots, s_{M-1}(n+l)]^T$ ,  $A_l = [C_{0,l} h, \dots, C_{M-1,l} h]$ ,  $A = [A_0, A_{-1}]$ ,  $s_n = [s_{n,0}^T, s_{n,-1}^T]^T$ .

## 2 信道盲估计

利用上节建立的系统模型, 可得匹配滤波器输出向量  $y_n$  的自相关矩阵为

$$R = E\{y_n y_n^T\} = \sum_l A_l E\{s_{n,l} s_{n,l}^T\} A_l^T + \sigma_v^2 I_v. \quad (14)$$

上式中, 又涉及到对发送信息符号向量  $s_{n,l}$  求自相关, 为简单起见, 设向量  $s_{n,l}$  中传输的信息符号为  $I$ , 则  $I$  以等概率  $\frac{1}{M}$  在  $\{0, 1, \dots, M-1\}$  中取值, 故

$$s_{n,l} = [\delta(I), \dots, \delta(I - (M-1))]^T. \quad (15)$$

根据信息符号  $I$  的分布特性, 可以得到  $s_{n,l}$  的自相关矩阵为

$$T = E\{s_{n,l} s_{n,l}^T\} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M e_{M,i} e_{M,i}^T = \frac{1}{M} I_M. \quad (16)$$

上式中,  $e_{M,i}$  表示  $M \times M$  单位矩阵  $I_M$  的第  $i$  列,  $t_{m_1, m_2}$  表示  $T$  的第  $(m_1, m_2)$  个元素. 令  $G = H H^T$ , 则自相关阵  $R$  可重新表示为

$$R = \sum_l A_l T A_l^T + \sigma_v^2 I = \sum_{i, m_1, m_2} t_{m_1, m_2} C_{m_1, l} G C_{m_2, l}^T + \sigma_v^2 I_v. \quad (17)$$

下面对自相关阵  $R$  进行向量化处理. 令  $r = \text{vec}(R)$ ,  $g_0 = \text{vec}(G)$ ,  $g = [g_0^T, \sigma_v^2]^T$ , 其中  $\text{vec}(\cdot)$  为向量化算子, 利用  $\text{vec}(\cdot)$  算子的特性, 可得

$$\begin{cases} r = Zg \\ Z = [z, \text{vec}(I_v)], z = \sum_{l, m_1, m_2} t_{m_1, m_2} C_{m_1, l}^* \otimes C_{m_2, l} \end{cases} \quad (18)$$

因此, 可以用  $\hat{r} = \text{vec}\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_n y_n^H\right)$  来匹配  $r$  以估计出向量

$$\hat{g} = \arg \min \|r - \hat{r}\|^2. \quad (19)$$

把(18)式代入(19)式中,可得向量  $g$  的估值为

$$\hat{g} = (Z^H Z)^{-1} Z^H r. \quad (20)$$

估计出  $g$  后,可以很容易得到  $g_0$  的估值为

$$\hat{g}_0 = [I_q^2, \mathbf{0}_{q^2 \times 1}] \hat{g}. \quad (21)$$

然后把向量矩阵化,可以得到

$$\hat{G} = \text{rvec}(\hat{g}_0). \quad (22)$$

得到  $\hat{G}$  后,由于  $G = hh^T$ ,故对矩阵  $\hat{G}$  进行奇异值(SVD)分解,最大特征值对应的特征向量就是信道向量  $h$  的估值.

### 3 符号检测

利用接收信号向量  $y_n$  与信道估计参数对发送信号进行检测.从(13)式中可看出,发送信号  $b_n \in [0, M-1]$  包含在新的输入向量  $s_{n,0}$  中,而且它和接收信号向量  $y_n$  之间是一种线性关系,因此很容易处理.在  $s_{n,0}$  的  $M$  个元素中,仅有一个元素有值,且有值元素的位置坐标  $m (m \leq M-1)$  与要检测的信息符号  $b_n$  具有一定的关系,利用这种关系可以检测出信息符号.因此可以设计  $M$  个接收机,并对接收机输出信号进行比较,以检测出信息符号  $b_n$  [7].

对信息符号  $b_n$ ,可以设计  $M$  个匹配滤波接收机对其进行检测,其中与  $s_{n,0}$  中第  $m (\leq M-1)$  个元素对应的第  $m$  个接收机为

$$f_m = C_{m,0} \hat{h}. \quad (23)$$

故可以检测出信息符号  $b_n$

$$b_n = \arg \max_{m \in \{0, \dots, M-1\}} f_m^T y_n. \quad (24)$$

### 4 仿真

下面,对文中提出的信道估计算法和符号检测方法进行计算机仿真.系统参数设置如下: $M = 2, D_g = 1 \text{ ns}, N_f = 4, N_h = 8, T_c = 2D_g = 2 \text{ ns}, T_f = 16 \text{ ns}, T_s = N_f T_f = 64 \text{ ns}$ ,单周期脉冲为归一化的二阶导高斯脉冲.信道冲激响应由 IEEE 802.15.3a CM1 信道模型产生,然后以脉冲率对其进行采样,得到等效的离散化信道冲激响应,并对其进行截短处理即取  $q = 32$ ,最后对截短后的信道能量进行归一化处理[8].

图1仿真了在给定信噪比 SNR = 10 dB 和 SNR = 15 dB 2种情况下算法的均方误差性能.从图中可看出,随着观测数据长度的增加,新算法的均方误差性能逐次提高,并且 SNR = 15 dB 情况下的算法均方误差比 SNR = 10 dB 情况下的均方误差要低约 2 dB.

图2和图3分别仿真了在给定观测数据长度  $K = 500$  K 长度下,算法的 MSE、BER 与信噪比 SNR 的关系曲线.

从图2中可看出,在固定观测数据长度  $K = 500$  K 的情况下,新算法的均方误差随着信噪比的增加逐渐减少,在信噪比  $\text{SNR} \geq 14 \text{ dB}$  时,新算法的均方误差变化很小,逐渐趋于一定值.

从图3中可看出,在固定观测数据长度  $K = 500$  K 的情况下,新算法的误比特率与理想信道的误比特率比较接近,仅比理想信道差约 1.5 dB,因此,新算法还能获得较好的误比特率性能.

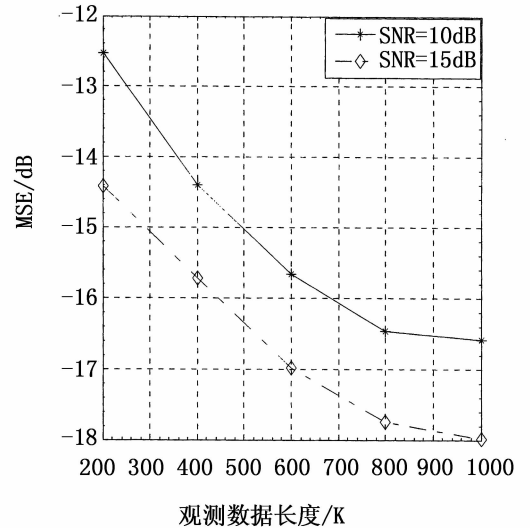


图1 观测数据长度和均方误差的曲线图

Fig. 1 Relation of observation data length and mean square error

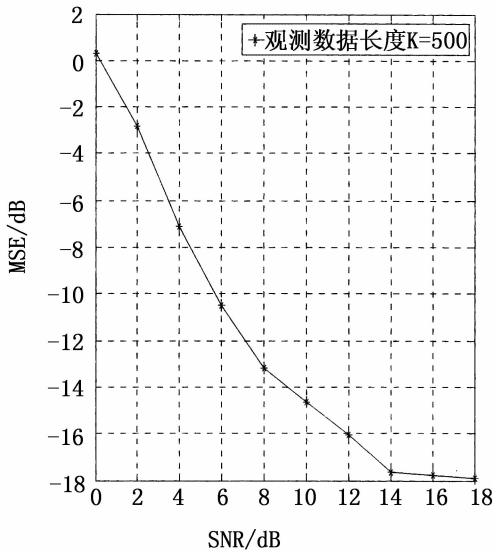


图 2 信噪比和均方误差的关系曲线 ( $K = 500$ )

Fig. 2 Relation of signal noise ratio mean square error ( $K = 500$ )

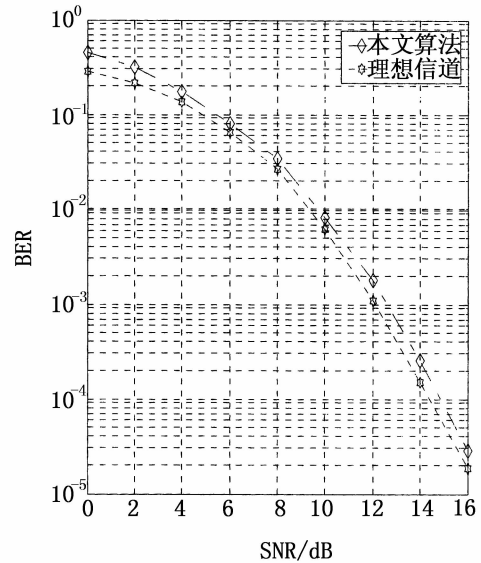


图 3 信噪比和误比特率的关系曲线 ( $K = 500$ )

Fig. 3 Relation of signal noise ratio and bite error ratio ( $K = 500$ )

## 5 结 论

在 PPM-TH 调制的超宽带系统,传输信号与单周期脉冲具有一种非线性的关系,不利于对信道进行估计.本文首先对传输信号进行变形,把传输信号与单周期脉冲的这种非线性关系转换为线性关系,并利用这种线性关系推导出接收信号的二阶统计量与信道响应之间的关系,最后提出一种基于接收信号自相关匹配的超宽带信道盲估计算法和一种信号检测方法,获得了较好的均方误差性能和误比特率性能,与理想信道的误比特率性能仅差约 1.5 dB.

## 参考文献:

- [1] 王金龙,王呈贵,徐以涛,等.无线超宽带(UWB)通信原理与应用[M].北京:人民邮电出版社,2005.
- [2] LOTTICI V, A D'Andrea, MENGALI U. Channel estimation for ultrawideband communications[J]. IEEE J Select Areal Commun, 2002, 20(9): 1 638-1 645.
- [3] WIN M Z, SCHOLTZ R A. Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication-theoretic view[J]. IEEE J Select Areas Commun, 2002, 20(9): 1 613-1 627.
- [4] CARBONELLI C, MENGALI U, MITRA U. Synchronization and channel estimation for UWB signal[C]//Global Telecommunications Conference, IEEE 2003, GLOBECOM'03. San Francisco: IEEE Communications Society, 2003.
- [5] SCHOLTZ R. Multiple access with time-hopping impulse modulation[C]//Proc of MILCOM, 1993.
- [6] MARTRET C J L, GIANNAKIS G B. All-digital impulse radio with multiuser detection for wireless cellular systems[J]. IEEE Trans Commun Sep, 2002, 50(9): 1 440-1 450.
- [7] XU Z, LIU P, TANG J. A subspace approach to blind multiuser detection in ultra-wideband channels[J]. EURASIP J Appl Signal Process, 2005, 2005(3): 116-120.
- [8] Maria-Gabriella Di Benedetto, Guerino Giancola. 超宽带无线电基础[M]. 葛利嘉, 朱林, 袁晓芳, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2005.