

IR - UWB 系统中基于信道缩短的信道估计^{* 1}

张先玉, 刘郁林

(重庆通信学院 DSP 实验室, 重庆 400035)

摘要: 针对脉冲无线电超宽带 (IR - UWB) 系统, 提出一种基于信道缩短的信道估计算法. 首先基于最小信道缩短方差 (MSCSE) 准则, 利用接收导频序列提出一种信道缩短算法, 然后利用信道缩短均衡器输出序列估计出复合信道, 最后利用反卷积求出原信道参数. 仿真表明, 信道长度不大于符号宽度时, 缩短前后估计信道的均方误差 (MSE) 接近; 信道长度大于符号宽度时, 缩短后 MSE 比缩短前至少低 4.3 dB.

关键词: 超宽带; 信道缩短; 最小信道缩短方差; 信道估计

中图分类号: TN 911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0258 - 7971 (2009) 04 - 0358 - 06

作为一种短距高速无线通信技术, 超宽带 (UWB) 由于传输速率高、空间容量大、成本低、功耗小等优点, 受到越来越广泛的关注. UWB 主要有 2 种实现方式: 一种是脉冲无线电技术 (IR - UWB); 另一种是多频带 OFDM 技术. IR - UWB 通过极窄脉冲调制信息来获取极宽的带宽^[1]. 超宽带信道有很强的频率选择性, 使接收信号中多径分量异常丰富. IR - UWB 系统中采用的 RAKE 接收机通过合并多径分量获取多径增益来提高接收性能^[2], 但同时却带来了一个关键的问题——信道参数估计.

对于超宽带信道估计, 研究人员进行了大量的研究并提出了相应的算法. 例如: 文献[3]提出一种基于 ML 的信道参数估计算法, 但该算法计算量很大, 并且在信道抽头较多时估计性能下降; 文献[4]提出一种基于一阶统计量的信道盲估计算法, 算法实现简单, 但噪声会在频域零点处得到增强; 文献[5]采用导频波形辅助调制 (PWAM) 降低了算法复杂度, 优化了信道估计的性能. IEEE802. 15. 3a 工作组提出的 UWB 系统指标为 10m 距离上实现 110 Mb/s 的传输速率, 此时符号宽度为 9. 09 ns, 而在此条件下 Intel 测量的信道平均附加时延为 13. 59 ns, 信道长度常常会大于符号宽度, 此时前面的方法就不再适用.

利用发送的导频序列, 基于最小缩短信道方差 (MSCSE) 准则^[6]提出一种新的信道缩短均衡 (CSEQ) 算法. 经过信道缩短均衡后, 复合信道的能量会集中到一个符号宽度内, 然后利用信道缩短均衡器的输出序列估计出复合信道, 最后通过反卷积得到原始信道. 仿真表明, 当信道长度不大于符号宽度时, 信道缩短前后估计信道的 MSE 接近; 当信道长度超过符号宽度时, 经过信道缩短后 MSE 至少要低 4.3 dB.

1 系统模型

UWB 系统结构如图 1 所示, 其中 $s(t)$ 为发送信号, $h(t)$ 为 UWB 信道的冲激响应, $v(t)$ 为系统噪声 (假定为加性高斯白噪声), $r(t)$ 为接收信号. $r(t)$ 经过抽样后转化为离散信号序列 $r(n)$.

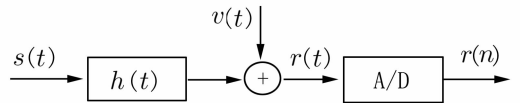


图 1 系统结构框图

Fig. 1 Framework of the systems

IR - UWB 可以有多种调制方式, 文中采用 TH - PPM -

* 收稿日期: 2008 - 10 - 14

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60672157; 60672158); 重庆市自然科学基金资助项目 (CSTC2005BB4219).

作者简介: 张先玉 (1986 -), 男, 河南人, 硕士生, 主要从事超宽带信道估计与均衡方面的研究.

通讯作者: 刘郁林 (1971 -), 男, 教授, 博士, 主要从事信号处理、认知无线电、无线传感器网络等方面的研究.

UWB系统,只考虑单用户的情况,设 $w(t)$ 为单周期脉冲,则用来表示二进制PPM调制的跳时周期脉冲为

$$p(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} w(t - jT_f - c_jT_c), \quad (1)$$

其中, T_f 表示帧周期, T_c 表示码片周期, N_f 是1个信息符号中所包含的帧数, $(c_0, c_1, \dots, c_{N_f-1})$ 表示跳时码序列,设跳时码是以 N_f 为周期变化的.则UWB发射的信号可表示为

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(t - iT_s - b_i\Delta), \quad (2)$$

其中, T_s 表示符号周期,且 $T_s = N_fT_f$, b_i 为二进制信息符号0或1, Δ 为信息符号调制引起的时延,其取值通常略大于周期脉冲 $g(t)$ 的宽度 D_g ,远小于帧周期 T_f .

超宽带系统的信道冲激响应 $h(t)$ 可写成如下的形式:

$$h(t) = \sum_{i=1}^L h_i\delta(t - \tau_i), \quad (3)$$

其中, h_i, τ_i 分别表示第 i 条多径的衰减系数和时延, L 为多径的数目.经过抽样后,接收信号序列为

$$r(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k) \cdot x(n - k) + v(n), \quad (4)$$

其中 M 为离散信道长度, $h(k)$ ($k = 0, 1, 2, \dots, M-1$)为离散信道各抽头的值, x 为离散后的发送信号.

2 基于导频序列的信道估计

基于导频序列的信道估计是在每段发送数据前加一段导频序列,接收机利用接收的导频脉冲序列进行信道估计.

为了在发送导频信号时不影响信号的发送,由于系统常采用RAKE接收机,所以发送的导频信号可以设计成和信息脉冲 $p(t)$ 不相关(如高斯脉冲的一次和二次微分),则接收端采用相干接收时导频序列不会影响到信息符号的接收.同样信息符号也不会影响到导频序列的接收,本文以接收到的导频序列来进行处理,因此信息符号的多径分量对接收导频序列的影响可视为噪声,文中不再进行详细分析.

设发送的导频脉冲序列为

$$s(t) = \sum_{i=0}^{K-1} q(t - iT_s), \quad (5)$$

其中, $q(t)$ 为导频脉冲, T_s 为符号宽度, K 为导频数目.

导频信号 $s(t)$ 经过图1中的信道后,接收到的信号为

$$r(t) = s(t) * h(t) + v(t). \quad (6)$$

式中 $*$ 表示卷积运算.系统以抽样速率 $f_0 = \frac{1}{\Delta}$ (Δ 为抽样间隔)进行采样,假设信道以码片周期 T_c 为间隔抽样,则每个导频脉冲在抽样间隔 Δ 内只有1个采样点.

此时,离散序列 $r(n)$ 为

$$r(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)s(n - k) + v(n). \quad (7)$$

由上面的假设可知,当且仅当 $n = kN$ (k 为非负整数, $N = T_s/T_p$)时, $s(n)$ 有值 s_0 ,为简单起见不妨设 $s_0 = 1$.

分析(7)式不难发现,当信道长度 $M \leq N$ 时,有

$$h(i) = E[r(kN + i)], \quad (i = 0, 1, 2, \dots, M-1). \quad (8)$$

但是当 $N \leq M \leq 2N$ 时(一般信道时延不超过2个以上的符号宽度^[8]),信道将扩展到2个符号内,此时有

$$E[r(kN + i)] = \begin{cases} h(i) + h(i + N), & (i = 0, 1, 2, \dots, M - N - 1), \\ h(i), & (i = M - N, M - N + 1, \dots, N - 1). \end{cases} \quad (9)$$

可见,此时估计的信道值将有重叠,实际上此时估计方法已不再适用,从后面的仿真中也可以发现,此时算法的估计性能非常差.

3 基于信道缩短的信道估计算法

信道缩短就是通过调整均衡器 w ,使复合信道 b 中的能量集中在一个长度固定的时间窗内,而窗外的抽头系数尽可能为0,此时发送信号就相当于通过一个长度比原信道“短”的信道,这样就达到信道缩短的目的^[9].

图2为信道缩短示意图,发送信号 $s(n)$ 通过信道 h 和均衡器 w 相当于直接通过复合信道 b ,因此信道缩短就是通过设计合适的 w 使复合信道“缩短”,此时就相当于发送信号进入了一个“短信道”.接收序列 $r(n)$ 经过信道缩短均衡器 w 后的序列为

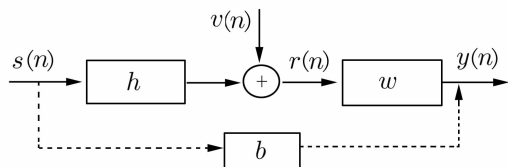


图2 信道缩短均衡器框图

Fig. 2 Framework of the channel shortening equalization

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L-1} w(k) \cdot r(n-k). \quad (10)$$

L 为均衡器 w 的长度,信道 h 和均衡器 w 构成的复合信道为

$$b = [b(0), b(1), b(2), \dots, b(M+L-1)] = h * w. \quad (11)$$

复合信道 b 设定为^[10]:通过均衡器后,系统将信道能量集中在 P ($P < N$) 个抽头内,而其他抽头都尽量压缩为0,此时就达到了信道缩短的目的.超宽带信道的能量服从指数衰减^[3],能量多集中于信道的前端抽头,为了降低损耗,算法将复合信道的能量集中于前 P 个抽头.此时发送信号 $s(n)$ 通过均衡器后能量将集中在每个符号的前 P 个值,此时就可以利用2节中的信道估计方法估计出复合信道.

文献[11]提出了一种最大缩短信噪比算法(MSSNR),文献[6]在其基础上,提出了一种基于最小缩短信道方差(MSCSE)的信道缩短算法,能得到较好的缩短效果.但算法是在已知信道的情况下进行缩短,而本文目的是估计信道.为此,本文基于MSCSE准则设计了一种导频序列,利用接收的导频序列建立了一种新的信道缩短均衡器模型.

3.1 基于MSCSE准则的信道缩短 为了降低噪声的影响,对接收序列取平均

$$\bar{r}(i) = \sum_{j=0}^{K-1} r(jN+i). \quad (12)$$

由(5)式中导频序列的形式和前面的分析知,序列 $r(n)$ 经均衡器 w 后的接收信号 y 为

$$y = \bar{y} * \sum_{i=0}^{K-1} \delta(n-iN) + u(n), \quad (13)$$

其中 $u(n)$ 为 $v(n)$ 通过 w 后的序列, \bar{y} 的长度为 N 且

$$\bar{y} = [b(0), b(1), \dots, b(P-1), 0, \dots, 0]^T. \quad (14)$$

所以此时有

$$\bar{y} = R \cdot w = \begin{bmatrix} R_{\text{head}} \\ \dots \\ R_{\text{tail}} \end{bmatrix} \cdot w = \begin{bmatrix} \bar{r}(0) & \bar{r}(N-1) & \dots & \bar{r}(N-L+1) \\ \bar{r}(1) & \bar{r}(0) & \dots & \bar{r}(N-L+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{r}(P-1) & \bar{r}(P-2) & \dots & \bar{r}(N-L+P) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \bar{r}(P) & \bar{r}(P-1) & \dots & \bar{r}(P-L+1) \\ \bar{r}(P+1) & \bar{r}(P) & \dots & \bar{r}(P-L+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{r}(N-1) & \bar{r}(N-2) & \dots & \bar{r}(N-P) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ w(2) \\ \vdots \\ w(L-2) \\ w(L-1) \end{bmatrix}. \quad (15)$$

此时设

$$c_{\text{head}} = R_{\text{head}} \cdot w, \quad (16)$$

$$c_{\text{tail}} = R_{\text{tail}} \cdot w. \quad (17)$$

定义2个指标,目标信道能量

$$E_{\text{head}} = c_{\text{head}}^T \cdot c_{\text{head}} = w^T R_{\text{head}}^T R_{\text{head}} w = w^T B w. \quad (18)$$

缩短方差

$$\text{SCSE} = c_{\text{tail}}^T \cdot c_{\text{tail}} = w^T R_{\text{tail}}^T R_{\text{tail}} w = w^T A w. \quad (19)$$

MSCSE准则就是寻找最优的 w 使得缩短方差SCSE最小.为避免全0解,在准则中加入目标信道单位能量约束,即

$$w^T B w = 1. \quad (20)$$

将矩阵 B 进行cholesky分解,表示为 $B = D^T D$.

令 $z = D \cdot w$, (18)和(19)式可表示为

$$c_{\text{head}}^T \cdot c_{\text{head}} = z^T z = 0, \quad (21)$$

$$\text{SCSE} = z^T (D^{-1})^T A D^{-1} z = z^T \cdot E \cdot z. \quad (22)$$

其中 $E = (D^{-1})^T A D^{-1}$.

利用拉格朗日乘法求得的最优解为

$$w = D^{-1} I_{\min}. \quad (23)$$

其中 I_{\min} 为矩阵 E 最小特征值对应的特征向量.

3.2 估计原始信道 经信道缩短后,复合信道 B 中的有效抽头的长度 P 小于符号宽度 N ,因此可利用 $y(n)$ 求出复合信道为

$$b(i) = E[y(kN + i)], \quad (i = 0, 1, 2, \dots, P - 1). \quad (24)$$

所以总的缩短信道 b 为

$$B = [b(0), b(1), \dots, b(P - 1), 0, \dots, 0]_{1 \times (M+L-1)}. \quad (25)$$

此时可将(11)式进行解卷积以求出原始信道响应.

解卷积有2种方法,一种是在时域内进行计算,一种是在频域进行计算.

3.2.1 时域解卷积 将(11)式转化为如下的矩阵形式

$$B = H * w = w \cdot H = \begin{bmatrix} w(0) & 0 & \cdots & 0 \\ w(1) & w(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ w(L-1) & w(L-2) & \cdots & w(0) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & w(L-1) \end{bmatrix}_{(L+M-1) \times M} \cdot \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ h(2) \\ \vdots \\ h(M-1) \end{bmatrix}. \quad (26)$$

解(26)式的多元线性方程组得信道响应 H 为

$$H = w^+ B. \quad (27)$$

(27)式中, w^+ 为Penrose-Moore广义逆矩阵.

3.2.2 频域解卷积 为了将(11)式转化到频域计算,定义以下2个向量

$$w_{\text{eq}} = [w(0), w(1), \dots, w(L-1), 0, \dots, 0]_{1 \times (M+L-1)},$$

$$H_1 = [h(0), h(1), \dots, h(M-1), 0, \dots, 0]_{1 \times (M+L-1)}.$$

此时(11)式可化为

$$B = H_1 \otimes w_{\text{eq}}, \quad (28)$$

其中, \otimes 表示圆周卷积.

将(28)式2边进行FFT变换得

$$B = H_1 \cdot w_{\text{eq}}. \quad (29)$$

所以

$$H_1 = \left[\frac{B(0)}{W_{\text{eq}}}, \frac{B(1)}{W_{\text{eq}}(1)}, \frac{B(2)}{W_{\text{eq}}(2)}, \dots, \frac{B(M+L-1)}{W_{\text{eq}}(M+L-1)} \right], \quad (30)$$

再将 H_1 进行 IFFT 变换即可得时域信道

$$H_1 = [h_1(0), h_1(1), h_1(2), \dots, h_1(M+L-1)], \quad (31)$$

所以根据定义的向量 H_1 的形式,得估计的信道为

$$H = [h_1(0), h_1(1), h_1(2), \dots, h_1(M-1)]. \quad (32)$$

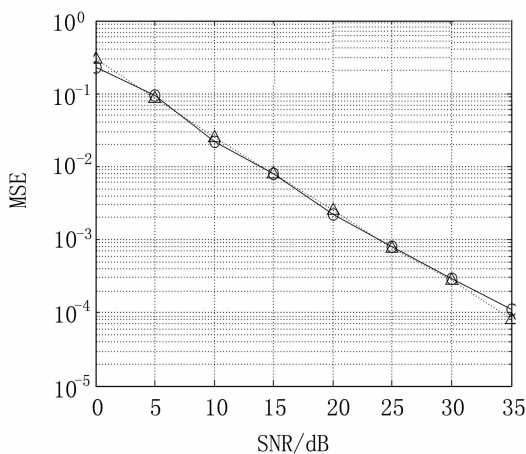
2 种解卷积的方法中,时域估计能更好地估计出原始信道参数,但计算复杂度较高. 频域计算法可能会带来一定的相位偏移,但算法仅利用 FFT 变换,计算简单,便于实现.

4 实验仿真

在仿真中,实验参数设置为:符号速率为 110 Mb/s,符号宽度 T_s 为 9 ns,系统分辨率为 0.1 ns,导频数目为 100,缩短均衡器 w 抽头数为 40,缩短信道 b 的有效长度设定为 $P=45$. 为了验证算法在极端信道下的情况,实验中信道采用 IEEE802.15.3a 工作组推荐的 UWB 室内传播模型 CM4^[12]. 仿真中解卷积采用时域解卷积.

图 3 所示的是当信道长度小于符号宽度(信道长度取 8 ns)时,采用信道缩短前后得到的估计信道均方误差(MSE)和信噪比(BER)关系曲线. 明显可以看出,采用信道缩短前后估计信道的 MSE 非常接近.

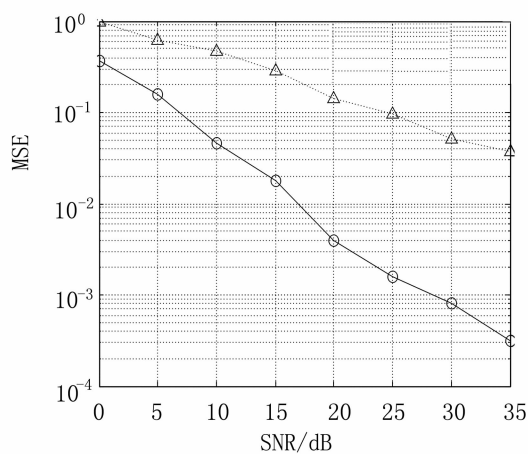
图 4 所示的是当信道长度大于符号宽度时(信道长度取 9.5 ns),仿真得到的信道均方误差(MSE)与信噪比(SNR)的关系曲线. 可见,符号间干扰(ISI)造成的重叠使信道估计性能非常差;采用信道缩短后,估计性能大大提高,MSE 最低降低 4.3 dB,平均降低约 12 dB(实际上此时原信道估计方法已不再适用).



—▲— 未经过信道缩短 —○— 经过信道缩短后

图 3 信道长度小于符号宽度时性能比较

Fig. 3 Performance comparison when the channel length is less than the symbol duration



—▲— 未经过信道缩短 —○— 经过信道缩短后

图 4 信道长度大于符号宽度时性能比较

Fig. 4 Performance comparison when the channel length is longer than the symbol duration

对于信道缩短均衡器,SCSE 和有效信道窗内外能量之比 $E_{\text{win}}/\text{SCSE}$ 是衡量其性能的重要指标^[10]. SCSE 越小, $E_{\text{win}}/\text{SCSE}$ 越大表明信道缩短性能就越好. 为验证信道缩短均衡器的性能,进行了实验仿真. 表 1 是在导频序列一定(100 个)的情况下,不同信噪比下复合信道的能量分布,从表 1 中数据(一般都是保留到小数点后 4 位)可见文章算法求出的均衡器有很好的缩短性能.

表1 不同信噪比下缩短信道的能量分布

Tab.1 The energy distribution of the shortening channel versus SNR

SNR/dB	E_{win}	SCSE	$E_{win}/SCSE$
0	0.909 5	0.019 2	47
5	0.881 9	0.011 1	79.4
10	0.960 5	0.004 2	231
15	0.970 9	0.002 3	415
20	0.993 1	0.000 7	1 347
25	1.001 7	0.000 2	4 790
30	1.003 5	0.000 1	9 220
35	1.000 4	0.000 07	14 437

5 结 论

针对 IR-UWB 系统中基于导频序列的信道估计在信道长度大于符号宽度时会造成较大误差的问题,文章将信道缩短技术应用到信道估计中.在 MSCSE 准则的基础上,文章通过合理的导频序列设计,建立新的模型求出信道缩短均衡器的抽头系数,完成复合信道的估计后,利用反卷积求出原信道.仿真表明,在信道长度不大于符号宽度时,缩短前后估计信道的 MSE 几乎没有改变;当信道长度大于符号宽度时,经过信道缩短后,估计信道的 MSE 大大降低.算法可应用于采用任何调制方式的 IR-UWB 系统,应用范围很广.

参考文献:

- [1] NIE Hong, CHEN Zhi-zhang. Transceiver technologies for impulse radio ultra wideband (IR-UWB) wireless systems[C]. Communication Networks and Services Research Conference (CNSR), 2008:3-4.
- [2] CHOI J D, STARK W E. Performance of UWB Communications with imperfect channel estimation[C]// MILCOM'03. IEEE, Digital Object Identifier, 2003, 2:915-920.
- [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] WANG Zheng-dao, YANG Xiao-fan. Blind channel estimation for UWB communications employing pulse position modulation [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(7):520-523.
- [5] YANG L Q, GIANNAKIS G B. A general model and SINR analysis of low duty-cycle UWB access through multipath with NBI and Rake reception[J]. IEEE trans on wireless Communication, 2005, 4(4):1 818-1 833.
- [6] 周毅, 朱雪龙. 正交频分复用系统时域均衡器的一种优化准则[J]. 电子学报, 1999(11):6-9.
- [7] QIU R C, LIU H P, SHEN X. Ultra-wideband for multiple access[J]. IEEE Commun Mag, 2005, 43(2):80-87.
- [8] IEEE P802.15.3a. Wireless personal area networks task group[S]. 02490r0P802-15 SG 3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final. 2002.
- [9] MARTIN R K, BALAKRISHNAN J, SETHARES W A, et al. A blind, adaptive TEQ for multicarrier systems[J]. IEEE Signal Processing, 2002, 9:341-343.
- [10] MARTIN R K, JOHNSON C R. Efficient channel shortening equalizer computation[C]. EVRASIP Journal on Applied Signal Processing, 2003, 1:279-1 290
- [11] MELSA P J W, YOUNCE R C, ROHRS C E. Impulse response shortening for discrete multitone transceivers[J]. IEEE Trans On communication Commun, 1996, 44:1 662-1 672.
- [12] MOLISHCH A F. Ultra wideband propagation channels-theory, measurement, and modeling[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2005, 54(5):1 528-1 545.

Channel estimation based on channel shortening for IR-UWB systems

ZHANG Xian-yu, LIU Yu-lin

(DSP Lab, Chongqing Communication Institute, Chongqing 400035, China)

(下转第 368 页)