

一种符号间干扰下的超宽带发射参考接收机

廖学文 任品毅 朱世华 曾二林
(西安交通大学信息与通信工程系 西安 710049)

摘要: 该文在超宽带传统发射参考接收机的基础上, 对时分多址方式下高数据传输速率时参考接收脉冲与数据接收脉冲波形都受到脉冲间干扰污染的相关接收机进行了分析, 在此模型的基础上利用超宽带室内信道慢衰落的特点, 采用少量无重叠的导频脉冲对模型系数进行估计, 并用 Volterra 系统下的 LMS 算法进行跟踪。采用求根法对存在二阶符号间干扰的系统进行非线性均衡。用 IEEE802.15.3a 的室内多径信道模型仿真结果表明, 采用该非线性均衡算法下接收机比线性均衡能更有效地克服符号间干扰。

关键词: 超宽带; 发射参考; 信道估计; 非线性均衡

中图分类号: TN914.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)04-0805-04

A Ultra-wideband Transmitted-Reference Receiver under Inter-symbol Interference

Liao Xue-wen Ren Pin-yi Zhu Shi-hua Zeng Er-lin

(Dept. of Information and Communications Engineering, Xian Jiaotong University, Xian 710049, China)

Abstract: Based on Ultra-WideBand (UWB) conventional Transmitted Reference (TR) technology, the interference model which reference and data receive waveforms are both contaminated by inter-pulse interference is analyzed relying on Time Division Multiple Access. On account of the slow varying character of the UWB channel, some non-overlapped pilot pulses are utilized to estimate the model coefficients, and the coefficients are tracked by Volterra' LMS algorithm. A root method is adopted to equalize the second-order non-linear inter-symbol interference. Simulation result in IEEE 802.15.3a's indoor multipath channel model shows that the non-linear equalization receiver can eliminate the ISI better than linear equalization receiver.

Key words: Ultra-WideBand (UWB); Transmitted Reference (TR); Channel estimation; Non-linear equalization

1 引言

超宽带技术中承载信息的脉冲波形具有上吉赫兹的带宽、纳秒级的时宽和极低的功率谱密度, 使得接收机设计面临很大的考验。RAKE, MMSE 和发射参考^[1, 2](TR)是目前最常用的接收技术。RAKE 接收机要求较大的分支数、精确的定时和信道估计, 增加了系统的复杂度。发射参考技术具有良好的多径接收和不受脉冲畸变^[3]影响等优点而备受关注, 但传统的 TR 技术要求各脉冲接收信号之间无干扰, 数据速率受到了极大限制。

Hieu Dang 等人对脉冲对内间隔任意小的情形提出盲检测方案^[4]。Witrisal 等人在文献[5]中提出了差分发射参考(DTR)系统在延迟跳变多址方式下的等效非线性ISI模型, 给出了降低复杂度的最大似然序列检测方案, 差分方案中未采用参考-数据脉冲对的信号结构, 复杂的脉冲延迟跳变使同步更加困难, 而自相关接收机在多用户共享时域资源时对干扰具有天然的易感性, 最大似然检测中须假设信道信息完全已知, 同时多用户干扰的存在还会进一步恶化相关接收机的性

能。文献[2]证明差分结构和传统发射方式具有相同的能量效率, 故本文仍在传统TR系统的参考-数据对结构下, 推导了采用时分多址方式的高传输速率的发射参考相关接收机在任意脉冲间隔的信号和干扰模型表达式, 证明了其干扰模型属于非线性系统, 给出了复杂度较小的非线性求根均衡方法; 对于未知的模型系数给出信道估计策略及跟踪算法, 最后与低速率无干扰的传统TR接收机、以及采用线性ISI均衡和自适应逆模算法的性能进行了对比。

2 传统发射参考信号模型和检测算法

本文采用 BPSK 调制, 假设信道在数据块内不变。第 k 个用户的一个发送符号块可表示为

$$g^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^N (p(t - iT_f) + b_i^{(k)} p(t - iT_b - T_f)) \quad (1)$$

其中每一符号发送两个脉冲, 第 1 个为参考脉冲, 第 2 个为数据 $b_i^{(k)} \in \{-1, 1\}$ 调制脉冲, 脉冲波形为 $p(t)$, 时宽为 T_p , T_b 是符号持续时间, T_f 为符号内脉冲间隔。用户 k 的信道冲激响应 $h_k(t)$ 表示, 则用户 k 的接收信号数据块可以表示为

$$r^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^N (s^{(k)}(t - iT_b) + b_i^{(k)} s^{(k)}(t - iT_b - T_f)) + n^{(k)}(t) \quad (2)$$

2006-10-10收到, 2007-06-04改回

国家自然科学基金(60372055)和博士点基金(20030698027)资助课题

其中 $s^{(k)}(t) = h_k(t) * p(t)$ 为发射脉冲波形 $p(t)$ 与信道响应 $h_k(t)$ 的卷积, $n^{(k)}(t)$ 为高斯白噪。要使得接收脉冲之间互不干扰, 需 $T_b > 2T_f > 2T_{\text{mids}}$, T_{mids} 为信道的最大时延扩展。

传统 TR 接收机将参考帧接收信号作为脉冲响应的估计, 将其与数据接收帧做相关得到判决量为

$$D_i^k = \int_{iT_b+T_f}^{iT_b+T_f+T_{\text{mids}}} r^k(t-T_f)r^k(t)dt \quad (3)$$

3 存在 ISI 干扰下的发射参考接收机

3.1 ISI 干扰模型

采用时分多址进行分析, 多用户通过保护时隙分离, 在每用户传输时不存在其他用户干扰, 讨论当前用户的接收, 为方便省略上标 k 。提高速率意味着减小脉冲间隔及符号长度, 引入 ISI 和 IFI, 如图 1, 延长线表示多径扩展范围。接收信号仍由式(3)表示, 设参考和数据帧长均为 T_f , $T_b = 2T_f$, 且 $T_f < T_{\text{mids}}$, $K = \lceil (T_{\text{mids}} - T_f) / T_b \rceil$ 为干扰符号数, $P = \lceil T_{\text{mids}} / T_f \rceil$ 为落在当前帧内的总脉冲数, 积分时间为 T_f , 判决量

$$D_i = \int_{iT_b+T_f}^{iT_b+T_f+T_f} r(t-T_f)r(t)dt \quad (4)$$

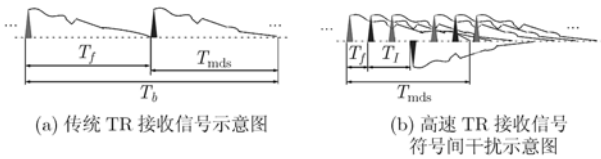


图 1

令第 i 个符号周期内的接收信号为 $r_i(t)$, 包含有待判决符号之前 K 个符号的干扰, T_f 决定了判决量中引入当前符号后干扰符号个数、捕获信号能量以及引入的噪声能量, 本文中取 $T_f = T_b = 2T_f$ 。将 $r_i(t)$ 分割为参考帧 $r_{i,r}(t)$ 和数据帧 $r_{i,d}(t)$, 以 $\tilde{r}_{i,r}(t)$ 和 $\tilde{r}_{i,d}(t)$ 表示无噪声的接收信号, 则

$$r_{i,r}(t) = \tilde{r}_{i,r}(t) + n(t) = \sum_{m=1}^P p_m s_m(t) + n_{i,r}(t) \quad (5a)$$

$$r_{i,d}(t) = \tilde{r}_{i,d}(t) + n(t) = \sum_{m=1}^P q_m s_m(t) + n_{i,d}(t) \quad (5b)$$

其中 $s_m(t)$ 为 $s(t)$ 以帧间隔后分割的第 m 帧, 即 $s_m(t) = \begin{cases} s(t), t \in [(m-1)T_f, mT_f) \\ 0, \text{其他} \end{cases}$, $m = 1, \dots, P$, p_m 和 q_m 为先前符号

的参考和数据脉冲落在当前符号内的干扰脉冲极性,

$$p_m = \begin{cases} 1, & m = 2k-1 \\ b_{i-m/2}, & m = 2k \end{cases}, \quad q_m = \begin{cases} b_{i-(m-1)/2}, & m = 2k-1 \\ 1, & m = 2k \end{cases}$$

$k = 1, 2, \dots, m = 1, \dots, P$ 。令

$$A_{m,n} = \int_0^{T_f} s_m(t-(m-1)T_f)s_n(t-(n-1)T_f)dt, \quad m, n = 1, \dots, P \quad (6)$$

则 T_b 积分区间内的判决变量可以分解为当前符号参考帧与

数据帧的相关积分以及当前数据帧与下一符号参考帧信号的相关积分之和, 展开后可表示为

$$\begin{aligned} D_i &= \int_{iT_b+T_f}^{iT_b+T_f+T_b} r(t-T_f)r(t)dt = \int_{iT_b+T_f}^{(i+1)T_b} r_{i,r}(t)r_{i,d}(t)dt \\ &+ \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} r_{i,d}(t)r_{i+1,r}(t)dt = \sum_{m=1}^P \sum_{n=1}^P p_m q_n A_{m,n} \\ &+ \int_{iT_b+T_f}^{(i+1)T_b} \tilde{r}_{i,r}(t)n_{i,d}(t)dt + \int_{iT_b+T_f}^{(i+1)T_b} \tilde{r}_{i,d}(t)n_{i,r}(t)dt \\ &+ \int_{iT_b+T_f}^{(i+1)T_b} n_{i,r}(t)n_{i,d}(t)dt + \sum_{m=1}^P \sum_{n=1}^P q_m g_n A_{m,n} \\ &+ \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} \tilde{r}_{i,d}(t)n_{i+1,r}(t)dt + \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} \tilde{r}_{i+1,r}(t)n_{i,d}(t)dt \\ &+ \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} n_{i,d}(t)n_{i+1,r}(t)dt \end{aligned} \quad (7)$$

其中第 1、第 5 项是有用信号部分, 其余为干扰项, 包括信号与噪声相关项和噪声自相关项, 因信号与噪声不相关, 易证明干扰项之和均值为零, 有用信号项与干扰项之和不相干, 高信噪比下总干扰可近似为一高斯随机变量, 因参考脉冲的极性总为 +1, 符号序列极性用 b_i 表示, 有用信号项可以表示为

$$\tilde{D}_i = \sum_{m=1}^P \sum_{n=1}^P p_m q_n A_{m,n} + \sum_{m=1}^P \sum_{n=1}^P q_m g_n A_{m,n} = \mathbf{p} \mathbf{I} \mathbf{q}^T + \mathbf{q} \mathbf{I} \mathbf{g}^T \quad (8)$$

其中 \mathbf{I} 为 $P \times P$ 维相关矩阵, 各元素 $I_{m,n} = A_{m,n}$, 对角线元素 $I_{n,n}$ 表示接收信号波形按帧分割后各帧信号的自相关, 其大小为帧内接收信号能量, 非对角元素为各帧内信号的互相关, 虽然波形分割的各帧信号在平均意义上是不相关的, 但其均值在任一信道实现中一般不为 0, 导致了非线性干扰。不妨设 P 为偶数, $\mathbf{p} = [1, b_{i-1}, 1, \dots, 1, b_{i-P/2}]$, $\mathbf{q} = [b_i, 1, b_{i-1}, 1, \dots, b_{i-P/2+1}, 1]$, $\mathbf{g} = [1, b_i, \dots, 1, b_{i-P/2+1}]$ 。令 $\mathbf{b} = [b_i, b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2}]$, $\mathbf{b}_1 = [b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2}]$, $\mathbf{b}_2 = [b_i, b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2+1}]$, 由式(8)将信号项 \tilde{D}_i 展开, 按照符号合并可得

$$\tilde{D}_i = h_0 + \mathbf{h} \mathbf{b}^T + \mathbf{l} \mathbf{b}_1^T + \mathbf{b}_1 \mathbf{H} \mathbf{b}_2^T + \mathbf{b}_2 \mathbf{L} \mathbf{b}_2^T \quad (9)$$

其中 h_0 为常数偏移项, \mathbf{h} 和 \mathbf{l} 为一次项系数向量, \mathbf{H} 和 \mathbf{L} 为二次项系数矩阵, 其值分别为

$$h_0 = \sum_{j=1}^{P/2} \sum_{k=1}^{P/2} (\mathbf{I}_{2j-1,2k} + \mathbf{I}_{2j,2k-1}) + \sum_{j=1}^{P/2-1} (\mathbf{I}_{2j-1,2j} + \mathbf{I}_{2j,2j+1}) + \mathbf{I}_{P-1,P} \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{h}_1 &= \sum_{k=1}^{P/2} \mathbf{I}_{1,2k-1}, \quad \mathbf{h}_{P/2+1} = \sum_{k=1}^{P/2} \mathbf{I}_{2k,P} \\ \mathbf{h}_j &= \sum_{k=1}^{P/2} (\mathbf{I}_{2j-1,2k-1} + \mathbf{I}_{2k,2j-2}), \quad j = 2, 3, \dots, P/2 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\mathbf{l}_j = \sum_{k=1}^{P/2} (\mathbf{I}_{2j,2k} + \mathbf{I}_{2k-1,2j-1}), \quad j = 1, 2, \dots, P/2 \quad (12)$$

$$\mathbf{H}_{j,k} = \begin{cases} \mathbf{I}_{2j-1,2k}, & k \neq j+1 \\ \mathbf{0}, & k = j+1 \end{cases}, \quad \mathbf{L}_{j,k} = \begin{cases} \mathbf{I}_{2j,2k-1}, & k \neq j \\ \mathbf{0}, & k = j \end{cases} \quad (13)$$

\mathbf{H} 的上次对角线和 \mathbf{L} 的主对角线元素为 0 的原因是符号 $b_j^2 = 1$, 平方项对应常数归并到 h_0 中。式(9)进一步合并可表示为二阶 Volterra 模型^[6]。从判决变量中恢复未知符号,

采用线性系统均衡器必会降低系统性能, 最佳的方法应该是针对 Volterra 系统进行非线性均衡。

3.2 模型系数估计和跟踪

由式(10)–式(14)可看出 Volterra 各阶系数由相关矩阵 \mathbf{I} 完全决定, 通过发送重叠的导频脉冲求解式(8)来估计 \mathbf{I} , 需求解 $P(P+1)/2$ 个未知数, P 较大时计算量会很大, 合并后的 Volterra 模型减少未知数个数, 但求解仍然复杂; 采用自适应估计因特征值扩展较大使得迭代次数较大才收敛。因 \mathbf{I} 为接收信号相关阵, 故可先估计接收波形 $s(t)$, 计算分段积分得到相关阵 \mathbf{I} 的估计, 从而确定模型系数。在发送端首先发送 Q 个脉冲间隔为 $T_s \geq T_{\text{mids}}$ 的不重叠脉冲, 采用平均法对各段波形进行估计,

$$\hat{s}_m(t) = \sum_{j=0}^{Q-1} r_p(t - jT_s) / Q, \quad t \in [jT_s + (m-1)T_f, jT_s + mT_f] \quad (14)$$

由 $s_m(t)$ 的估计求取 $s_m(t)$ 的互相关, 可得 \mathbf{I} 的估计为

$$\hat{\mathbf{I}}_{m,n} = \int_0^{T_f} \hat{s}_m(t - (m-1)T_f) \hat{s}_n(t - (n-1)T_f) dt \quad (15)$$

由式(9)–式(14), 可得 ISI 模型系数。

若信道在数据块间变化, 单用户连续发送时可不用每次重新估计信道, 可用自适应算法来跟踪信道变化。将二次项与一次项合并为新输入, $\mathbf{x} = (b_i, b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2}, b_i b_{i-1}, b_i b_{i-2}, \dots, b_{i-P/2+1} b_{i-P/2})$, 非线性二阶 Volterra 模型可看作关于新输入 \mathbf{x} 的线性系统, \tilde{D}_i 可表示为

$$\tilde{D}_i = \hat{h}_0 + \mathbf{x} \mathbf{u}^T \quad (16)$$

$\mathbf{u} = (u_1, u_2, \dots, u_{P/2+1}, u_{1,2}, u_{1,3}, \dots, u_{P/2, P/2+1})$ 为新的系数向量, \mathbf{u} 的初始估计由模型系数估计获得, 故可采用常用的 LMS 自适应算法跟踪。输入 \mathbf{x} 为已知导频序列或已判决的符号, 以 D_i 作为期望输出, 误差 $e_i = D_i - \hat{h}_0 - \mathbf{x} \mathbf{u}^T$, 对 \mathbf{u} 的一次项和二次项采用不同的调整步长, 更新的方程为

$$u_{i_1}(i+1) = u_{i_1}(i) + \mu_1 e_i \hat{b}_{i-i_1} \quad (17)$$

$$u_{i_1, i_2}(i+1) = u_{i_1, i_2}(i) + \mu_2 e_i \hat{b}_{i-i_1} \hat{b}_{i-i_2} \quad (18)$$

由于一般线性系数较大, 故 μ_1 取较大大于 μ_2 的值以保证收敛速度和失调量。

3.3 Volterra 系统的均衡

3.1 节给出了二阶 ISI 系统模型, 若忽略符号二阶项直接采用线性 ISI 均衡器即可进行均衡, 性能必受非线性程度的影响, 误码率出现地板效应。Volterra 均衡已有 p 阶逆、不动点和分数间隔均衡等不少算法, 但式(9)线性部分不能保证具有最小相位, 故不能满足 p 阶逆及不动点算法运用条件, 分数间隔均衡实现复杂并需更高的采样率。文献[5]给出二阶自适应逆模算法, 自适应获得包括二阶项的均衡器系数。设已知的训练序列为 \mathbf{d} , 误差量变为 $e_{[i]} = d_i - \mathbf{c}^T(i) \mathbf{z}(i)$, 其中 $\mathbf{z}(i) = (D_i, D_{i-1}, \dots, D_{i-P/2}, D_i D_{i-1}, D_i D_{i-2}, \dots, D_{i-P/2+1} D_{i-P/2})$, 采用 LMS 算法, 系数更新方程为

$$\mathbf{c}(i+1) = \mathbf{c}(i) + \alpha e_{[i]} \mathbf{z}(i) \quad (19)$$

α 为步长。收敛后将输出经过滤波器实现二阶系统的滤波过程。逆模算法的缺点是在非线性并不严重时, 输入相关阵特征值扩展较大, 迭代次数较大才能收敛, 失调量和稳定性问题比一阶系统更为严重。

因待恢复的数据具有有限符号集性质, 故采用求根法的 Volterra 均衡更为简单。判决变量可看成未知符号序列的一阶与二阶变量的求和, 利用先前符号的判决反馈值 \hat{b}_{i-j} 代替真实符号 b_{i-j} , 减小未知数个数, 可得关于当前待判决符号 b_i 的方程, b_i 为唯一的未知量。因为采用二相调制有 $b_i^2 = 1$, 故模型并没有 b_i 的平方项, 代入先前的判决符号时得到可关于 b_i 的一元一次方程, 即

$$D_i - \hat{h}_0 - (b_i, \hat{b}_{i-1}, \dots, \hat{b}_{i-P/2}, b_i \hat{b}_{i-1}, b_i \hat{b}_{i-2}, \dots, \hat{b}_{i-P/2+1} \hat{b}_{i-P/2}) \cdot (\hat{h}_1, \hat{h}_2, \dots, \hat{h}_{P/2+1}, \hat{h}_{1,1}, \hat{h}_{1,2}, \dots, \hat{h}_{P/2, P/2+1})^T = 0 \quad (20)$$

解此方程易得根 \tilde{b}_i , 设调制符号为有限符号集 S , 选取符号集与根距离最近的元作为当前符号的判决

$$\hat{b}_i = \arg \min_{b_i \in S} ((b_i - \tilde{b}_i)^2) \quad (21)$$

本文符号集为 $\{+1, -1\}$, 故求取最小距离可简化为直接对根进行硬判决, 即符号判决为 $\hat{b}_i = \text{sgn}(\tilde{b}_i)$ 。

4 仿真结果与分析

仿真用 IEEE802.15.3a 的 CM1 信道, 信道数为 100。低速率 TR 系统脉冲间隔取 40ns, 大于该长度的多径干扰可忽略。高速 TR 脉冲间隔为 3ns, 符号长 6ns。采样间隔为 0.167ns。脉冲采用 $p(t) = (1 - 4\pi t^2 / \tau^2) \exp[-2\pi(t/\tau)^2]$, τ 为 0.2877ns。高速 TR 的数据传输速率为 167Mbps, 为传统方案 13 倍。图 2 给出信道估计理想时各接收方案的仿真性能。高速率时采用未均衡的相关接收机性能最差, ISI 极大地恶化了误码性能; 最好的是无 ISI 的传统低速 TR 系统。采用求根法进行非线性均衡后的性能优于未均衡系统的性能, 随信噪比增大不会出现地板效应。将误码率视作以信道为条件的随机变量, 画出了分位数为 0.9 时的误码曲线, 考察 BER 在不同信道下稳健性, 比较 BER 均值和分位数 0.9 曲线可知信道条件极大的影响均衡的性能, 性能恶化主要由少数恶劣的信道条件所导致。图 2 比较了忽略二次项的线性模型下采用判决反馈均衡的性能, 其误码率有较为明显的误码平台, 而分位数为 0.9 的曲线不再出现误码平台, 但在误码率为 10^{-5} 时与非线性均衡仍有 2.5dB 差异, 说明非线性并不严重的信道中, 线性模型均衡器虽可工作, 但相比非线性均衡仍有一定的性能损失。采用自适应逆模均衡方法, 步长较大时容易发散, 仿真中步长取 0.001, 训练长度大于 5000 时可达收敛, 其性能仍略差于非线性求根均衡, 训练开销比求根法更加严重。在采用自适应逆模方法, 由于高阶变量的存在, 使得二阶 Volterra 系统的特征值扩展比线性系统更为明显, 收敛速度比一阶系统更慢。

图3给出不同导频数估计时对求根均衡性能的影响。平均误码率随导频数增加而接近理想估计的性能,利用10至20个导频脉冲即可获得模型系数相对精确的估计,传输阶段可用信道跟踪算法跟踪系数的变化。增加导频数使性能更好,但增加了系统的开销,实际中应考虑在性能与开销之间合理折衷。图2和图3分位数0.9的性能与平均误码率的比较说明采用非线性均衡的接收机在大部分信道实现中都能很好的均衡符号间干扰,但由于部分信道实现中衰落严重,且因积分时间有限使所捕获的信号能量以及符号间干扰造成的恶化在不同信道下差别较大,接收机性能的稳健性还有待提高。

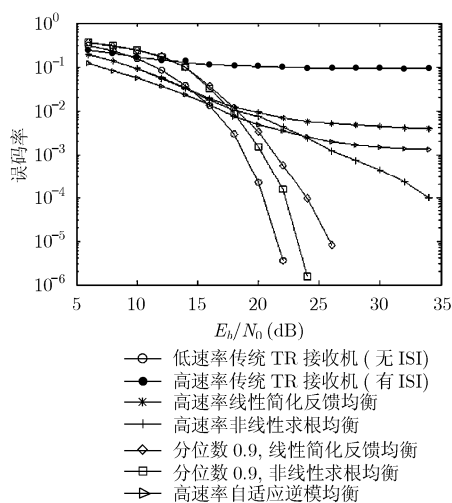


图2 理想信道估计下高速 TR 与传统 TR 的误码性能对比

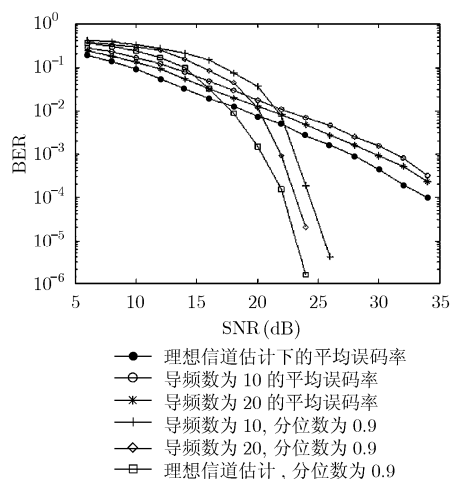


图3 高速 TR 在不同导频数信道估计时采用求根法均衡误码性能

5 结束语

本文针对传统 TR 技术发送速率受限于多径信道时延扩展,对高传输速率下的 TR 接收机在时分多址下的 ISI 模型进行了分析,相比传统 TR 方案,传输速率提高的代价是引入了 ISI。文中证明高传输速率下通过自相关接收将导致二阶符号间干扰,可表示为二阶 Volterra 模型,系数由波形相关矩阵决定,并由模型系数与相关阵关系给出一种信道估计策略来估计各阶系数,估计的精度决定于导频的数量,连续传输时数据块之间可采用 LMS 自适应算法对模型系数进行跟踪。对二阶 ISI 系统提出非线性求根法进行均衡,仿真证明对非线性模型的均衡可比线性简化形式获得更好的性能,也优于自适应逆模算法。

参考文献

- [1] Hoctor R and Tomlinson H. Delay-hopped transmitted-reference RF communications. In Proc of UWBST, Baltimore, MD, 2002: 265-270.
- [2] D'Amico A A and Mengali U. GLRT receivers for UWB systems. *IEEE Commun. Lett.*, 2005, 9(6): 487-489.
- [3] Qiu R C. A study of the ultra-wideband wireless propagation channel and optimum UWB receiver design. *IEEE JSAC*, Special Issue on UWB Radio in Multiple Access Wireless Communications, 2002, 20(9): 1628-37.
- [4] Dang Q H, Trindade A, and Veen van der. Signal model and receiver algorithms for a transmit-reference ultra-wideband communication system. *IEEE JSAC*, 2006, 24(4): 773-779.
- [5] Witrisal K, Leus G, Pausini M, and Krall C. Equivalent system model and equalization of differential impulse radio UWB systems. *IEEE JSAC*, 2005, 23(9): 1851-1862.
- [6] Mathews V J and Sicuranza G L. Polynomial Signal Processing. Chichester, U.K., Wiley, 2000: 66-68.

廖学文: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为超宽带无线通信系统。

任品毅: 男, 1971 年生, 副教授, 长期从事码分多址技术和多用户检测研究。

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

曾二林: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为宽带无线通信系统。