

高速发射参考超宽带系统中的接收分集及均衡方案

廖学文 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: 在高传输速率发射参考超宽带(TR-UWB)系统中, 采用传统自相关接收机将引入2阶符号间干扰(ISI)。该文证明, 通过多天线接收及等增益合并方案可获得显著的接收分集增益, 并且通过多天线合并降低ISI模型的非线性程度, 消除误码率地板效应。合并后的ISI模型可采用线性模型进行近似, 采用数据辅助自适应算法对合并信道进行估计, 大大降低原非线性模型中信道估计器和均衡器的复杂度, 均衡后的性能与完整2阶ISI模型相比也随天线数增加而趋于相同。

关键词: 超宽带; 发射参考; 均衡; 接收分集

中图分类号: TN914.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)09-2157-04

Receive Diversity and Equalization in High-data-rate Transmitted-Reference Ultra-Wideband Systems

Liao Xue-wen Zhu Shi-hua Zeng Er-lin

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

Abstract: In high data rate Transmitted-Reference (TR) Ultra-WideBand (UWB) systems, the conventional autocorrelation receivers introduce the second-order Inter-Symbol Interference (ISI). This paper demonstrates that, through multiple antennas receive and Equal Gain Combining (EGC) significant diversity gain can be obtained. Furthermore, the multiple antennas combination can eliminate the BER floor with the alleviation of the model nonlinearities. The combined system can be simplified to a linear ISI model and the complexity of channel modeling and equalizer can be reduced greatly via a data-aided adaptive algorithm. The performance gap between the approximate linear model and the nonlinear model diminishes with increasing antennas.

Key words: UWB; Transmitted-Reference (TR); Equalization; Receive diversity

1 引言

在超宽带通信系统中, 发射参考(TR)发送方案具有结构简单和多径信道下稳健的接收性能, 并可避免传统脉冲检测技术对同步的严格要求^[1]。传统TR方案须保证足够大的脉冲间隔以避免脉冲间干扰(IPI)和符号间干扰(ISI), 在高数据速率时, IPI和ISI成为影响接收性能的最主要原因之一。文献[2]给出了仅存在参考一数据脉冲对内干扰时的迭代接收机算法。当传输速率进一步提高以至于参考脉冲接收信号和数据脉冲接收信号都受到脉冲间干扰时, 采用自相关接收将得到一个非线性2阶Volterra ISI模型^[3]。二阶ISI模型极大增加对其估计与均衡的难度, 对此非线性ISI模型利用高阶接收变量进行线性均衡, 其输入项的个数与信道记忆长度的三次方成正比^[4]。采用其他非线性均衡算法, 如 p 阶逆算法^[5]以及不动点算法^[6], 同样很大程度地增加了系统的复杂度。本文提出了一种多天线等增益合并方

案, 仅靠增加接收单元而不增加处理复杂度的基础上即可获得显著多天线接收分集增益, 同时降低了模型的非线性程度, 采用线性ISI模型下的均衡器进行均衡只会导致很小的性能损失, 极大简化了模型估计与均衡的难度, 不失为一种很好的复杂度-性能折衷方案。

2 系统模型

本文采用二元脉冲极性调制, 发送采用传统参考-数据脉冲对结构。第 k 个用户发射数据块可表示为

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

其中参考脉冲极性恒为1, 数据比特 $b_i^{(k)} = \pm 1$, 数据块长为 N , $g(t)$ 为脉冲波形, 脉宽为 T_g 。 T_b 为符号周期, T_d 为参考脉冲与数据脉冲的间隔。接收端第 n 个天线的接收信号可以表示为

$$r_n^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^N (s_n^{(k)}(t-iT_b) + b_i^{(k)}s_n^{(k)}(t-iT_b-T_d)) + \omega_n^{(k)}(t) \quad (2)$$

其中 $s_n^{(k)}(t) = h_n^{(k)}(t) * g(t)$ 为第 k 个用户发射脉冲与第 n 个接收天线上信道冲击响应的卷积, $\omega_n^{(k)}$ 为加性高斯白噪声。假设信道为准静态。TR-UWB 的多址方案通常采用延迟跳变多址方式^[1], 多用户共享时域资源使系统性能很大程度受限于多址干扰。本文采用时分多址方案^[7], 各用户在时间上分离保证相互正交, 之间通过保护间隔分离以避免相互干扰, 则对任一用户数据块的处理等同于单用户的情形, 故以下省略了用户上标。第 i 个符号在第 n 个接收天线上的判决变量可以表示为

$$D_{n,i} = \int_{T_b+T_d}^{i T_b+T_d+T_l} r_n(t-T_d) r_n(t) dt \quad (3)$$

其中 T_l 为积分窗长。高速率 TR 方案中, 假设脉冲间隔相等, $T_b = 2T_d$ 。 T_{mids} 为信道最大时延扩展, 对当前脉冲产生干扰的干扰脉冲数为 $P = \lceil T_{\text{mids}} / T_d \rceil - 1$ 。接收参考帧与数据帧分别可表示为

$$r_{n,i}^r(t) = \tilde{r}_{n,i}^r(t) + \omega_n(t) = \sum_{m=1}^{P+1} p_m s_{n,m}(t - iT_b) + \omega_n(t) \quad (4)$$

$$r_{n,i}^d(t) = \tilde{r}_{n,i}^d(t) + \omega_n(t) = \sum_{m=1}^{P+1} q_m s_{n,m}(t - iT_b - T_d) + \omega_n(t) \quad (5)$$

其中 $\tilde{r}_{n,i}^r(t)$ 和 $\tilde{r}_{n,i}^d(t)$ 分别为未受噪声干扰的参考与数据接收信号, $s_{n,m}(t)$ 为第 n 根天线的脉冲响应按帧长分割后第 m 段,

$$s_{n,m}(t) = \begin{cases} s_n(t - (m-1)T_d), & t \in [0, T_d], m = 1, \dots, P+1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

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

$j = 1, 2, \dots$ 分别为对参考帧与数据帧的干扰脉冲极性。当积分时间 $T_l = T_d$, 式(3)中的判决变量可以表示为

$$D_{n,i} = \sum_{m=1}^{P+1} \sum_{l=1}^{P+1} p_m q_l \mathbf{I}_{m,l}^n + \varphi^n \quad (7)$$

其中 \mathbf{I}^n 为天线 n 的分段脉冲响应相关矩阵, 其元素 $\mathbf{I}_{m,l}^n = \int_0^{T_d} s_{n,m}(t) s_{n,l}(t) dt$ 。 φ^n 为合并后的噪声项, 包括噪声自相关项与信号-噪声互相关项, 当积分时间与带宽乘积较大时可近似为一高斯噪声。

3 多天线接收方案

由式(7)可知 ISI 模型依赖于波形相关阵 \mathbf{I}^n 。每根天线上不同段脉冲响应之间统计上是不相关的, 即

$$E \left[\int_0^{T_d} s_m^n(t - (m-1)T_d) s_l^n(t - (l-1)T_d) dt \right] = 0, \quad m \neq l \quad (8)$$

故 $E[\mathbf{I}^n]$ 为一对角阵且其对角元恒为正值, $\mathbf{I}_{m,m}^n$ 等于第 m 段信号波形能量。对于每一信道样本实现, \mathbf{I}^n 的非对角元素, 即不同段脉冲响应的互相关通常是非零的, 某些相关还可能出现较大值。将式(7)展开, 合并同类项可得符号间干扰模型为 2 阶 Volterra 模型

$$D_{n,i} = \mathbf{p} \mathbf{I}^n \mathbf{q}^T + \varphi^n = u_0^n + \mathbf{u}_1^n \mathbf{b}[i]^T + \mathbf{b}[i] \mathbf{U}^n \mathbf{b}[i]^T + \varphi^n \quad (9)$$

其中 $\mathbf{b}[i] = [b_i, b_{i-1}, \dots, b_{i-L}]$ 为干扰符号向量, L 为信道记忆长度, u_0^n , \mathbf{u}_1^n and \mathbf{U}^n 分别为常数偏移项, 一阶干扰系数向量和二阶干扰系数矩阵, 三者都可通过相关阵 \mathbf{I}^n 的元素表示。当某些分段脉冲响应的互相关值较大时, 对应 2 阶符号间干扰项不能忽略。文献[3]在延迟跳变多址和差分调制条件下推导了符号干扰模型, 并提出了最大似然序贯检测和非线性自适应逆模算法抵抗非线性符号间干扰。但是, 对于记忆长度为 L 的信道, 2 阶 ISI 模型共由 $((L+1)^2 + L + 1)/2$ 个符号干扰项, 其中 $((L+1)^2 - L - 1)/2$ 项为 2 阶干扰项, 项数与 L 的平方成正比, 在信道时延扩展相比符号周期较大时 L 会较大, ISI 干扰模型项数将急剧增加, 导致干扰模型估计与均衡要付出比线性系统更大的代价。由于项数的增加, 模型估计非理想时可能导致判决量中引入更多估计偏差。设不同天线间的信道不相关, 可得此时 \mathbf{I}^n 之间也是不相关的。根据相关阵的特性, 由于每天线的 \mathbf{I}^n 对角元素恒为正, 非对角元素的均值为 0, 故可得知多天线的 \mathbf{I}^n 求和平均的结果趋近于一个对角阵。新的判决统计量可表示为

$$Z_i = \sum_{n=1}^M w_n D_{n,i} = \mathbf{w} \mathbf{D}_i \quad (10)$$

其中 $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]$ 为加权矢量, \mathbf{D}_i 为第 i 个符号各天线相关器输出向量, M 为天线数。考虑到估计各子信道带来的复杂度, 本文考虑简单的等增益合并, 合并前无需对各天线子信道分别进行估计, 对合并后的信号看作单一信道进行信道估计及均衡等处理。虽然增加了天线接收单元, 但信号处理部分复杂度不会随天线数增加而增加。接收机的结构如图 1 所示。采用最大比合并可能会带来更优的天线分集, 但需要对各天线进行模型估计以确定合并系数, 本文中并未采用。等加权合并后新的判决统计量表示为

$$Z_i = \mathbf{p} \mathbf{A} \mathbf{q}^T + \varphi' = \lambda + \mathbf{v} \mathbf{b}[i]^T + \mathbf{b}[i] \mathbf{V}^n \mathbf{b}[i]^T + \varphi' \quad (11)$$

其中 $\mathbf{A} = \sum_{n=1}^M \mathbf{I}^n$ 为合并后相关阵, λ 为常数偏移, \mathbf{v} 和 \mathbf{V} 为 1 阶系数向量和 2 阶系数矩阵, 分别为 $\lambda =$

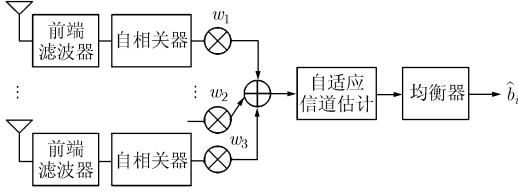


图1 多天线接收机结构示意图

$$\sum_{n=1}^M u_0^n, \mathbf{v} = \sum_{n=1}^M \mathbf{u}_1^n \text{ 和 } \mathbf{V} = \sum_{n=1}^M \mathbf{U}^n。$$

4 ISI 模型近似及均衡方案

随着天线数增加, \mathbf{A} 逼近于一个对角元恒正的对角阵。由于

$$E[\mathbf{u}_{1m}^n] = E\left[\int_0^{T_d} (s_m^n(t - (m-1)T_d))^2 dt\right] > 0 \quad (12)$$

容易证明各系数表达式 $E[\mathbf{U}_{m,l}^n] = 0$ 成立(证明略), 由于相关阵对角元一般显著大于其他非对角元, 故子信道的线性 ISI 系数 $\mathbf{u}_{1m}^n > 0$ 近似成立, 合并后平均并不会削弱线性项, 而 2 阶干扰项矩阵 \mathbf{V} 逼近一个全零矩阵。由此可见, 采用多个接收天线, 不仅可获得分集增益, 同时可减小在高速率 TR 接收机中 ISI 模型的非线性程度, 使其逼近于易处理的线性模型。采用线性近似, 则模型可简化为

$$Z_i = \lambda + \mathbf{v}\mathbf{b}[i]^T \quad (13)$$

对其处理的复杂度就大大降低了。

对于完整的 2 阶 Volterra ISI 模型和近似的一阶 ISI 模型, 采用导频辅助和 LMS 算法对各阶系数进行自适应估计。对于 2 阶模型, 因线性项系数包含对角元, 占统治地位, 为保证较好的收敛速度和稳健性, 线性干扰项的更新步长大于非线性项的步长。假设常数偏移估计理想, 式(11)可写为

$$Z_i - \lambda = \mathbf{v}\mathbf{b}[i]^T + \mathbf{v}'\mathbf{b}'[i]^T + \varphi' \quad (14)$$

其中 $\mathbf{b}'[i] = [b_i b_{i-1}, \dots, b_i b_{i-L}, b_{i-1} b_{i-2}, \dots, b_{i-L+1} b_{i-L}]$ 为 2 阶符号乘积项向量, \mathbf{v}' 为对应的系数向量。自适应建模过程可表示为

$$\mathbf{v}(i+1) = \mathbf{v}(i) + \mu_1 e_i \mathbf{c}[i] \quad (15)$$

$$\mathbf{v}'(i+1) = \mathbf{v}'(i) + \mu_2 e_i \mathbf{c}'[i] \quad (16)$$

其中 $e_i = Z_i - \hat{\lambda}_i - \mathbf{v}(i)\mathbf{c}[i]^T - \mathbf{v}'(i)\mathbf{c}'[i]^T$, $\mathbf{c}[i]$ 为已知的导频序列, $\mathbf{c}'[i]$ 为和导频向量的 2 阶乘积向量, 结构与 $\mathbf{b}[i]$ 相同。 μ_1, μ_2 分别为 1 阶和 2 阶更新步长。 $\hat{\lambda}$ 为偏移项的估计, 在更新过程中可由 $\hat{\lambda}_i = \frac{1}{i} \sum_{j=1}^i Z_j$ 实时获得。当自适应过程收敛后, 采用带判决反馈的最大似然检测。使用前 $L-1$ 个符号的判决值代替真值以减少状态数, 则当前符号可由距离判决统计量

最小的符号产生, 即

$$\|Z_i - \hat{\lambda} - F(\mathbf{b}_{+1}[i])\| \underset{b_i=+1}{\overset{b_i=-1}{\leq}} \|Z_i - \hat{\lambda} - F(\mathbf{b}_{-1}[i])\| \quad (17)$$

其中 $\hat{\lambda} = \frac{1}{N_p} \sum_{j=1}^{N_p} Z_j$, N_p 为导频符号数, $\mathbf{b}_{+1}[i]$ 和

$\mathbf{b}_{-1}[i]$ 分别为 $[+1, \hat{b}_{i-1}, \dots, \hat{b}_{i-L}]$ 和 $[-1, \hat{b}_{i-1}, \dots, \hat{b}_{i-L}]$, 函数 $F(\mathbf{b}) = \mathbf{v}\mathbf{b}^T + \mathbf{v}'\mathbf{b}'^T$ 表示线性与非线性符号间干扰之和。

简化的线性模型的自适应系数估计过程是相似的, 但函数 $F(\mathbf{b})$ 由线性函数 $F'(\mathbf{b}) = \mathbf{v}\mathbf{b}^T$ 代替, 自适应收敛过程仍采用式(15), 误差项修正为 $e_i = Z_i - \hat{\lambda}_i - \mathbf{v}(i)\mathbf{c}[i]^T$ 。近似模型下的 b_i 判决值可由

$$\|Z_i - \hat{\lambda} - F'(\mathbf{b}_{+1}[i])\| \underset{b_i=+1}{\overset{b_i=-1}{\leq}} \|Z_i - \hat{\lambda} - F'(\mathbf{b}_{-1}[i])\| \quad (18)$$

获得, 式(18)和式(17)相比区别在于它的干扰生成函数具有少得多的 ISI 符号项。

5 仿真结果与分析

仿真基于 IEEE 802.15.3a 的 CM1 信道, 信道实现数为 1000。脉冲采用 2 阶高斯波形, 脉宽为 0.7 ns, 信道的最大延迟扩展设为 40 ns。脉冲间隔 $T_d = 5$ ns, 积分长度取 $T_i = T_b$ 。假设理想信道估计时系统性能由图 2 给出。天线数的增加可带来显著性能增益, 增加天线数为 2 时相对单天线有 10 dB 左右的增益, 并且单天线下存在的误码平台在天线数为 2 时不再存在。随着天线数的增加, 线性模型与非线性模型两者的性能差同时也在缩小。当天线数为 4 时, 两种模型之间的性能差在误码率为 10^{-5} 缩小至不到 1 dB。

图 3 中采用了自适应算法来估计 ISI 干扰模型系数。线性项的更新步长为 0.1, 非线性项更新步长为 0.01。导频序列长度为 300。采用自适应系数估计后的检测性能要略差于图 2 中理想信道估计下的性能。并且, 由于 2 阶 Volterra 模型具有更多的 ISI 项使得容易引入更多的系数估计偏差, 这使得线性模型与非线性模型之间的性能差进一步缩小。定义

变量 $\beta = E\left[\frac{\|Z_i - \lambda - \mathbf{v}\mathbf{b}^T\|^2}{\|\mathbf{v}\mathbf{b}^T\|^2}\right]$ 描述 ISI 模型的非线性

程度, 其分子代表由 2 阶符号项和噪声引起的均方误差, 分母表示线性项的能量。在无噪声情况下,

以上变量变为 $E\left[\frac{\|\mathbf{v}'\mathbf{b}'^T\|^2}{\|\mathbf{v}\mathbf{b}^T\|^2}\right]$, 表征了非线性项与线性

项能量之比。图 4 给出了 β 随天线数变化曲线, 高信噪比下 β 趋近于一个常数, 此常数即非线性项与

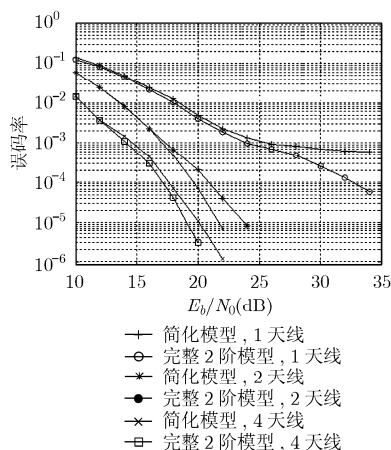


图2 不同天线数合并后线性简化模型与2阶ISI模型误码性能比较

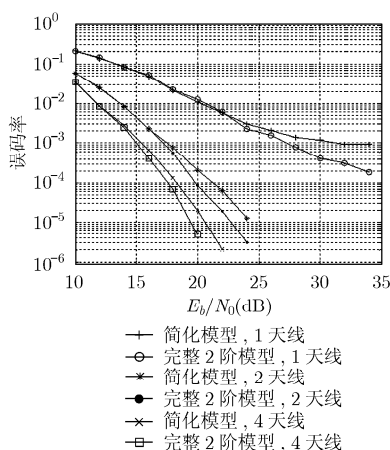


图3 自适应信道估计时,不同天线数合并后线性简化模型与二阶ISI模型误码性能比较

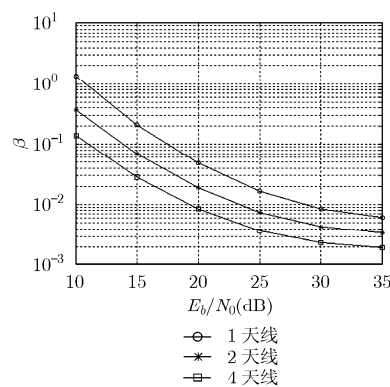


图4 线性ISI系数理想估计时,非线性程度度量值 β 随天线数变化曲线

线性项能量之比。天线数较大时的 β 值在任意信噪比下都较小,故表明高速 TR-UWB 自相关接收机 ISI 模型的非线性程度在多天合并后被有效的削弱了。

6 结论

在高传输速率 TR-UWB 系统中,2 阶 ISI 干扰令干扰项数随信道记忆长度增加而成平方率增长,造成了模型系数估计与均衡更加复杂。本文提出通过增加接收天线及等增益接收合并方案,一方面使误码性能摆脱了单天线下的误码地板效应,在两天线即可带来超过 10 dB 的显著性能增益,另一方面使得合并后的非线性的 ISI 系统逼近一个线性 ISI 系统,对近似的线性 ISI 模型采用简单的自适应信道估计以及反馈最大似然检测算法,替代因大量非线性项造成的非线性系统复杂的估计及均衡,线性简化模型相对原非线性模型只有很小的性能损失,大大降低系统信号处理部分的复杂度。

参考文献

- [1] Hoor R and Tomlinson H. Delay-hopped transmitted-reference RF communications. Proc. of UWBST, Baltimore, MD, 2002: 265-270.
- [2] Dang Q H, Trindade A, and Van Veen Der. Signal model and receiver algorithms for a transmit-reference ultra-wideband communication system. *IEEE Journal on Selected Area in*

- Communications*, 2006, 24(4): 773-779.
- [3] Witrisal K, Leus G, Pausini M, and Krall C. Equivalent system model and equalization of differential impulse radio UWB systems. *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, 2005, 23(9): 1851-1862.
- [4] Romme J and Witrisal K. Impact of UWB transmitted-reference modulation on linear equalization on-linear ISI channels. Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Melbourne, Australia, 2006: 1436-1439.
- [5] Schetzen M. Theory of pth-order inverses of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Circuits Syst.*, 1976, 23(5): 285-291.
- [6] Nowak R D and Van Veen B D. Volterra filter equalization: A fixed point approach. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(2): 377-388.
- [7] Wang Yue and Dong Xiao-dai. A time-division multiple-access SC-FDE system with IBI suppression for UWB communications. *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, 2006, 24(4): 920-926.

廖学文: 男, 1980年生, 讲师, 目前研究方向为超宽带无线通信系统。

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系统的研究。

曾二林: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为宽带无线通信系统。