

针对超宽带发射参考接收机中符号间 干扰的 Turbo 均衡

廖学文, 朱世华, 曾二林

(西安交通大学信息与通信工程系, 陕西西安 710049)

摘 要: 本文对超宽带发射参考技术在时分多址方式和传统脉冲对结构下对高数据传输速率造成的符号间干扰模型进行了分析, 证明其属于二阶符号间干扰系统, 系数由波形相关矩阵决定. 在此模型的基础上利用超宽带室内信道慢衰落的特点, 给出了一种无重叠导频进行模型系数的估计方法. 引入 Turbo 原理, 采用修正的 Turbo 均衡器对此非线性符号间干扰系统进行均衡. IEEE802. 15. 3a 室内多径信道仿真表明, Turbo 均衡在非线性符号间干扰系统下仍然有效.

关键词: 超宽带; 发射参考; 信道估计; 非线性均衡; Turbo 均衡

中图分类号: TN914. 3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 01-0146-06

Turbo Equalizer of Ultra Wideband Transmitted Reference Receiver Under Inter-symbol Interference

LIAO Xue-wen, ZHU Shi-hua, ZENG Er-lin

(Department of Information and Communications Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China)

Abstract: Based on ultra wideband (UWB) transmitted reference (TR) technology, the interference model is analyzed for time division multiple access (TDMA) systems with conventional pulse pair structure, in which received reference and data received waveforms are both contaminated by inter-pulse interference. The inter-symbol interference model was demonstrated to be a second-order non-linear system and model coefficients are determined by received waveform correlation matrix. A non-overlapped pilot pulses structure was presented to estimate the model coefficients. Modified turbo equalization algorithm is adopted to equalize the second-order non-linear inter-symbol interference (ISI). Simulation result shows that, for the IEEE 802. 15. 3a's indoor multipath channel model, the turbo equalization principle is still effective in TR non-linear ISI systems.

Key words: ultra wideband; transmitted reference; channel estimation; non-linear equalization; turbo equalization

1 引言

基于脉冲无线电的超宽带技术由于其密集多径的信道特征, 使得接收机设计面临很大的考验^[1]. 发射参考超宽带收发技术由于其结构简单、良好的多径接收且不受脉冲畸变的影响而备受关注^[2-5]. 传统 TR 自相关接收需参考脉冲与数据脉冲之间互不干扰, 对脉冲间隔的限制极大约束了传输速率的提高.

Hieu Dang 等人改进了这一限制使得脉冲对内间隔大大减小, 并提出相应盲检测方案^[6], 但仍要求脉冲对之间无干扰, 数据速率较传统 TR 方案最多能提升一倍. Wirisal 等人采用了延迟跳变多址方式, 每符号内的

多个脉冲间隔根据用户特征码进行跳变, 证明采用差分发射参考(DTR)系统的符号间干扰(ISI)模型为一非线性 Volterra 系统, 在理想信道估计下设计了最大似然序列检测及自适应均衡方案^[7]. 但延迟跳变多址要求的同一符号内的脉冲延迟按用户特征码在多个值上发生跳变, 使原本复杂的脉冲同步和检测过程更加困难, 且时域上多用户共存将严重恶化自相关接收机的性能.

文献[3]证明差分结构和传统发射方式具有相同的能量效率, 同样的符号能量 DTR 的性能相对传统 TR 接收机并不具有优势, 同时为了克服延迟跳变相关接收对多用户干扰的天然易感性, 本文采用传统 TR 方案的参考数据对结构和时分多址方式进行分析, 推导了高传

输速率的发射参考相关接收机在任意脉冲间隔的 ISI 模型, 证明了其干扰模型也属于非线性 Voterra 系统, 给出模型系数与波形相关阵之间的关系. 由于线性均衡器难以有效的抵抗非线性符号间干扰, 故首次引入 Turbo 原理来解决非线性 ISI 均衡问题, 修改了均衡器结构使之适用于高阶 ISI 模型, 同时给出了 ISI 模型系数估计算法.

全文的结构如下, 第二节给出了传统发射参考信号和检测算法, 第三节给出高数据速率下的 ISI 系统模型分析和均衡算法, 以及信道估计算法, 第四节是仿真结果与分析, 最后是结论.

2 传统发射参考技术及检测

本文讨论均采用 BPSK 调制, 信道为标准超宽带室内密集多径信道^[8], 干扰为加性高斯白噪声. 采用信道准静态假设. 对于 TR-UWB, 第 k 个用户的一个发送数据包可表示为

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

其中数据包长为 N , 每符号发送两个脉冲, 第一个脉冲为参考脉冲, 第二个为数据 $b_i^{(k)} \in \{-1, 1\}$ 调制的脉冲, 脉冲波形为 $g(t)$, T_b 是比特持续时间, T_d 为脉冲对内间隔. 数据包接收信号 $r^{(k)}(t)$ 可表示为

$$r^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (s^{(k)}(t - iT_b) + b_i^{(k)} s^{(k)}(t - iT_b - T_d)) + n^{(k)}(t) \quad (2)$$

其中 $s^{(k)}(t) = h_k(t) * g(t)$ 为发射脉冲波形 $g(t)$ 与用户 k 信道冲激响应 $h_k(t)$ 的卷积, $n^{(k)}(t)$ 为高斯白噪. $T_b \gg 2T_d \gg 2T_{mfs}$ 保证接收脉冲互不干扰, T_{mfs} 为信道最大时延扩展. 接收端进行延迟自相关再硬判决

$$\hat{b}_i^{(k)} = \text{sgn} \left[\int_{iT_b+T_f}^{iT_b+T_f+T_{mfs}} r^{(k)}(t - T_d) r^{(k)}(t) dt \right] \quad (3)$$

3 存在 ISI 干扰下的发射参考接收机

3.1 ISI 干扰模型

因为采用延迟-相关接收机对其他用户的脉冲干扰具有天然的易感性, 而延迟跳变多址加剧了系统在同步和定时上的负担, 故本文采用时分多址方式, 多个用户在不同的时隙上传输, 通过保护时隙分离, 脉冲的高频特性使得窄脉冲信号相对窄带系统有更快的衰减, 保护时隙不会给系统带来过重的负担, 在每用户传输期间不存在其他用户干扰, 以下为方便省略上标 k .

提高数据速率意味着减小脉冲间隔, 数据帧和参考帧信号都要受到以前符号脉冲的干扰. 为了便于处理, 设参考帧和数据帧长度都为 T_f (即脉冲等间距), 且 $T_f < T_{mfs}$, $T_b = 2T_f$, 则干扰符号数 $K = \lceil (T_{mfs} - T_d) / T_b$

干扰帧数为 $P = \lfloor T_{mfs} / T_f \rfloor$. 采用相关接收机进行接收, 判决变量为

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

T_f 为积分时间. 令第 i 个符号持续期内的接收信号表示为 $r_i(t)$, 其中有前 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. 本文取 $T_f = T_b = 2T_f$. 将 $r_i(t)$ 分割为 $r_{i,r}(t)$ 和 $r_{i,d}(t)$, 分别表示参考帧和数据帧, $\tilde{r}_{i,r}(t)$ 和 $\tilde{r}_{i,d}(t)$ 表示无噪声脉冲接收波形, 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 T_f 分割的第 m 帧的接收信号, 即 $s_m(t) = s(t + (m-1)T_f)$, $0 \leq t \leq T_f$, $m = 1, \dots, P$, p_m 和 q_m 为干扰符号的参考和数据脉冲落在当前符

号内的脉冲极性, $p_m = \begin{cases} 1, & m = 2k-1 \\ b_{i-m/2}, & m = 2k \end{cases}$, $q_m = \begin{cases} b_{i-(m-1)/2}, & m = 2k-1 \\ 1, & m = 2k \end{cases}$, $k = 1, 2, \dots; m = 1, \dots, P$.

设 $A_{m,n} = \int_0^{T_f} s_m(t) s_n(t) dt$, 则判决变量可分解为相关积分之和,

$$\begin{aligned} D_i &= \int_{iT_b+T_f}^{iT_b+T_f+T_b} r(t - T_f) r(t) dt = \int_{iT_b+T_f}^{(i+1)T_b} r_{i,r}(t) r_{i,d}(t) dt \\ &+ \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} r_{i,d}(t) r_{i+1,r}(t) dt = \sum_{m=1}^P \sum_{n=1}^P p_m q_n A_{m,n} \\ &+ \int_{iT_b+T_f}^{(i+1)T_b} \tilde{r}_{i,r}(t) n_{i,d}(t) dt + \int_{iT_b+T_f}^{(i+1)T_b} \tilde{r}_{i,d}(t) n_{i,r}(t) dt \\ &+ \int_{iT_b+T_f}^{(i+1)T_b} n_{i,r}(t) n_{i,d}(t) dt + \sum_{m=1}^P \sum_{n=1}^P q_m g_n A_{m,n} \\ &+ \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} \tilde{r}_{i,d}(t) n_{i+1,r}(t) dt + \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} \tilde{r}_{i+1,r}(t) \\ &\cdot n_{i,d}(t) dt + \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} n_{i,d}(t) n_{i+1,r}(t) dt \quad (6) \end{aligned}$$

其中第一、五项为信号项, 其余为干扰项, 包括信号与噪声互相关项和噪声自相关项. 因信号与噪声不相关, 故总干扰项均值为零, 高信噪比下可近似为一高斯随机变量, 分析见附录. 信号项可表示为

$$\tilde{D}_i = \sum_{m=1}^P \sum_{n=1}^P p_m q_n A_{m,n} + \sum_{m=1}^P \sum_{n=1}^P q_m g_n A_{m,n} = \mathbf{p} \mathbf{I} \mathbf{q}^T + \mathbf{q} \mathbf{g}^T \quad (7)$$

其中 \mathbf{I} 为 $P \times P$ 维相关矩阵, 各元素 $I_{m,n} = A_{m,n}$, 对角线元为接收信号波形按帧长度分割后各帧信号的自相关, 故其大小等于一帧内之前各脉冲的接收信号能量, 非对角元表示波形各帧间互相关. 虽然分段接收波形统计意义上不相关, 但在任一信道实现中相关积分一

般却不为 0, 其值直接导致非线性干扰; p 、 q 、 g 分别为 $r_{i,r}(t)$ 、 $r_{i,d}(t)$ 和 $r_{i+1,r}(t)$ 的干扰脉冲极性向量, 不失一般性设 P 为偶数, 参考脉冲极性恒为 1, 则 $p = (1, b_{i-1}, 1, \dots, 1, b_{i-P/2})$, $q = (b_i, 1, b_{i-1}, 1, \dots, b_{i-P/2+1}, 1)$, $g = (1, b_i, \dots, 1, b_{i-P/2+1})$. 令总符号向量为 $\mathbf{b} = (b_i, b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2})$, \mathbf{p} 中的符号向量为 $\mathbf{b}_1 = (b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2})$, q 、 g 中的符号向量为 $\mathbf{b}_2 = (b_i, b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2+1})$, 将式(7)展开, 按照符号项合并可得

$$\tilde{D}_i = [h_{01} + \mathbf{h}\mathbf{b}^T + \mathbf{b}_1\mathbf{H}\mathbf{b}_2^T] + [h_{02} + \mathbf{l}\mathbf{b}_2^T + \mathbf{b}_2\mathbf{L}\mathbf{b}_2^T] \quad (8)$$

其中前三项和后三项分别来自于式(7)中的第一个和第二个和式, h_{01} 、 h_{02} 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, 分别可表示为

$$h_{01} = \sum_{j=1}^{P/2} \sum_{k=1}^{P/2} \mathbf{I}_{2j-1, 2k} + \sum_{j=1}^{P/2-1} \mathbf{I}_{2j, 2j+1} \quad (9)$$

$$h_{02} = \sum_{j=1}^{P/2} \sum_{k=1}^{P/2} \mathbf{I}_{2j, 2k-1} + \sum_{j=1}^{P/2} \mathbf{I}_{2j-1, 2j} \quad (10)$$

$$\mathbf{h}_1 = \sum_{k=1}^{P/2} \mathbf{I}_{1, 2k-1}, \quad \mathbf{h}_{P/2+1} = \sum_{k=1}^{P/2} \mathbf{I}_{2k, P}$$

$$\mathbf{h}_j = \sum_{k=1}^{P/2} (\mathbf{I}_{2j-1, 2k-1} + \mathbf{I}_{2k, 2j-2}), \quad j = 2, 3, \dots, P/2 \quad (11)$$

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

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

$$\mathbf{L}_{j,k} = \begin{cases} \mathbf{I}_{2j, 2k-1}, & k \neq j \\ 0, & k = j \end{cases} \quad j = 1, 2, \dots, P/2, k = 1, 2, \dots, P/2 \quad (14)$$

3.2 ISI 模型系数的估计

由式(9)~(14)可看出 Volterra 各阶系数由矩阵 \mathbf{I} 完全决定, 因 \mathbf{I} 为相关阵, 故采用平均法先估计接收波形 $s(t)$, 将估计得的 $s(t)$ 通过直接计算其分段积分获得 \mathbf{I} 的估计. 在发送端发送 Q 个间隔为 $T_s \geq T_{ms}$ 的极性为 +1 的脉冲序列, 保证各脉冲接收信号互不干扰, 采用平均法对各段接收波形进行估计, 即

$$\hat{s}_m(t) = \sum_{j=0}^{Q-1} r_p(t - jT_s) / Q, \quad t \in [jT_s + (m-1)T_f, jT_s + mT_f] \quad (15)$$

由 $\hat{s}_m(t)$ 的估计求得 $\hat{s}_m(t)$ 之间的互相关, 得到 \mathbf{I} 的初始估计为

$$\mathbf{I}_{m,n} = \int_0^{T_f} \hat{s}_m(t) \hat{s}_n(t) dt \quad (16)$$

因为估计波形中包含噪声项, 其相关积分使得 \mathbf{I} 中包含噪声相关项, 因信号波形与噪声不相关, 有 $\mathbf{I} = \mathbf{I} + \mathbf{R}_N$, \mathbf{R}_N 为噪声相关阵, 因 UWB 信号带宽极宽, 设前端滤波器的带宽为 W , 则

$$\mathbf{R}_{m,n}^N = E \int_0^{T_f} n_m(t) n_n(t) dt \approx 0, \quad m \neq n \quad (17)$$

$$\mathbf{R}_{n,n}^N = E \int_0^{T_f} n_n^2(t) dt \approx \frac{N_0}{2} T_f W / Q \quad (18)$$

其中 $N_0/2$ 为噪声功率谱密度, 故 \mathbf{I} 的最终估计应从 \mathbf{I} 中减去噪声相关阵

$$\tilde{\mathbf{I}} = \mathbf{I} - \Lambda \left[\frac{N_0}{2} T_f W / Q \right] \quad (19)$$

$\Lambda(x)$ 为以 x 为对角元素的对角阵. 得到 $\tilde{\mathbf{I}}$ 后可由式(9)~(14)得到式(8)中 ISI 模型系数.

3.3 二阶 ISI 系统的 Turbo 均衡

3.1 节给出判决变量是关于未知符号的二阶 Volterra 系统, 针对 Volterra 系统的均衡有 p 阶逆方法、不动点方法等方法, 但考虑超宽带信道中密集多径到达的随机性, 模型线性项并不能保证具有最小相位特性, 不能满足 p 阶逆方法以及不动点方法运用的条件. 若忽略式(8)中的二阶项, 系统可简化为一阶线性 ISI 模型, 但采用线性系统均衡器均衡的性能受系统非线性程度的影响, 当波形相关造成的二次项较显著时, 误码率会出现地板效应.

在线性 ISI 系统分析中已知, 无先验信息的条件下最小化误符号概率的均衡算法是最大似然序列估计, 而存在先验概率的条件下最优的估计是最大后验概率 (MAP) 估计, 利用先验概率的均衡算法能获得比最大似然估计更优的性能. Turbo 原理正是利用两个级联起来的解码器或者检测器, 使得两者之间能相互提供另一方可用的先验信息, 通过多次相互迭代提高性能, 在严重的 ISI 信道中提供较大的增益. 若无需提高接收端信噪比而大幅提高检测性能, 对于功率严格受限的 UWB 系统是很有意义的. 由此启发, 将 Turbo 均衡的思想引入到非线性 ISI 系统. 图 1 给出了二阶 ISI 干扰的示意图. 输出完全决定于符号寄存器的状态, 且下一状态只与当前状态及输入有关; 原始数据经过信道编码和交织后的符号经过信道和相关接收机的输出看作符号经过了两个编码器的级联, 此时的“信道编码器”为 ISI 信道与相关接收机联合构成的广义信道. 相对线性 ISI 系统的输入, 广义信道编码器多出了一些“校验位”, 即由调制符号乘积构成的二阶干扰项, 除此之外与线性系统的模型是一致的, 因而 Turbo 均衡的原理应同样可以运用在 TR 系统的 ISI 均衡. 式(6)表示的相关积分的输出可写为

$$D_i = \tilde{D}_i + \tilde{w} = h_{0+} \tilde{\mathbf{x}}\mathbf{u}^T + \tilde{w} \quad (20)$$

其中, $\tilde{\mathbf{x}} = (b_i, b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2}, b_i b_{i-1}, b_i b_{i-2}, \dots, b_{i-P/2+1} b_{i-P/2})$, $\tilde{\mathbf{u}} = (u_{1,1}, u_{2,1}, \dots, u_{P/2+1,1}, u_{1,2}, u_{1,3}, \dots, u_{P/2, P/2+1})$ 为式(8)的系数合并后新的系数向量, \tilde{w} 在高信噪比或时间带宽积较大时可近似为一均值为 0 方差为 $\tilde{\sigma}^2$ 的

高斯随机变量.

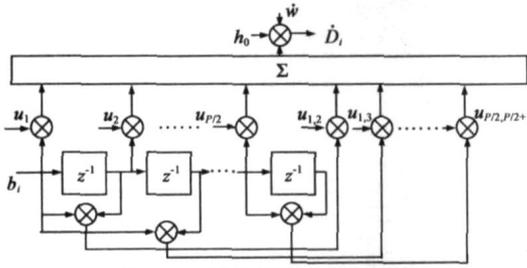


图 1 二阶符号间干扰示意图

广义信道可等价于码率为 1 的非系统非递归内码编码器, 其记忆长度为 $P/2$, 因信道编码器中增加的二次项输入部分由干扰符号序列一对一确定, 故与线性 ISI 信道相比, 信道编码器网格图中的总状态数不变, 每时刻有 $2^{P/2}$ 个状态的网格图来描述 ISI 的过程, 用 Ω 来表示这个状态集合. 将信源比特通过的卷积编码器作为外码, 与广义信道一起构成串行级联码. 接收端采用基于先验信息的对数域最大后验均衡器 (Log-MAP), 后验信息以对数似然比的形式输出, 此处为方便我们仍在 MAP 算法的基础上进行讨论, 如下式所示,

$$\Lambda(b_i) = \log \frac{\Pr\{b_i = 1 \mid \mathbf{D}\}}{\Pr\{b_i = -1 \mid \mathbf{D}\}} = \log \frac{\sum_{(l', l) \in B_i^+, l', l \in \Omega} \alpha_{i-1}(l') \gamma_i^1(l', l) \beta_i(l)}{\sum_{(l', l) \in B_i^-, l', l \in \Omega} \alpha_{i-1}(l') \gamma_i^1(l', l) \beta_i(l)} \quad (21)$$

求和为 i 时刻分别对所有由发送符号 +1 或 -1 产生的状态转移集合 $B_i^{\pm 1}$ 进行, \mathbf{D} 为接收序列向量, 式中 $\alpha_i(l') = \Pr\{S_i = l', \mathbf{D}_i^i\}$, $\beta_i(l) = \Pr\{\mathbf{D}_{i+1}^i S_i = l\}$, $\gamma_i^{\pm 1}(l', l) = \Pr\{b_i = \pm 1, S_i = l, D_i | S_{i-1} = l'\}$, \mathbf{D}_i^i 为从 1 时刻到 i 时刻的接收序列, 其中分支转移概率

$$\gamma_i^{\pm 1}(l', l) = \begin{cases} e^{\Lambda_a(b_i = \pm 1) \Pr\{D_i | b_i = \pm 1, S_{i-1} = l', S_i = l\}}, & (l', l) \in B_i^{\pm 1} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (22)$$

其中 $\Lambda_a(b_i = \pm 1)$ 为当前符号的先验概率对数比, S_{i-1} 和 S_i 分别为 $i-1$ 和 i 时刻符号寄存器的状态,

$$\Pr\{D_i | b_i = \pm 1, S_{i-1} = l', S_i = l\} \propto \exp\left\{-\frac{|D_i - h_0 - F(\mathbf{u}, \pm 1, \mathbf{x}_{i-1})|^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (23)$$

$\mathbf{x}_{i-1} = (b_{i-1}, \dots, b_{i-P/2})$ 为长度 $P/2$ 的干扰符号向量, $F(\mathbf{u}, \pm 1, \mathbf{x}_{i-1}) = \mathbf{x} \mathbf{u}^T$ 表示当前输入为 ± 1 , 干扰符号为 \mathbf{x}_{i-1} 时的除常数偏移项外一阶和二阶 ISI 生成函数. 通过初始比特给定初始状态的 $\alpha_0(l)$ 、 $\beta_N(l)$ 作为边界条件, 则全部 $\alpha_i(l)$ 、 $\beta_i(l)$ 可通过前向和后向迭代求取,

$$\alpha_i(l) = \sum_{l'=0}^{2^{P/2}-1} \alpha_{i-1}(l') \sum_{k=1}^2 \gamma_i^k(l', l) \quad (24)$$

$$\beta_i(l) = \sum_{l'=0}^{2^{P/2}-1} \beta_{i+1}(l') \sum_{k=1}^2 \gamma_i^k(l, l') \quad (25)$$

式(21)中对数似然比 $\Lambda(b_i)$ 表示 MAP 均衡器的软输出, 它用来作为下一次译码器的输入, 均衡器和解码器之间由随机交织器和解交织器分隔开来, 将对方输出的外信息作为自己的先验信息, 外信息为后验对数似然比与先验对数似然比之差; MAP 均衡器和解码器利用此先验信息, 使得每次迭代循环后可产生理论上更准确的估计. 如果译码器是最后步骤, 则对译码器的软输出与零阈值比较做硬判决.

4 仿真结果与分析

仿真信道为 IEEE802.15.3a 的室内 CM1 信道模型, 信道实现数为 200. 传统 TR 系统帧间隔取为 36ns, 符号长 72ns, 高速 TR 系统取帧长为 3ns, 符号长度为 6ns. 采样间隔为 0.167ns. 脉冲采用二阶高斯函数 $p(t) = (1 - \frac{4\pi t^2}{\tau^2}) \exp[-2\pi(\frac{t}{\tau})^2]$, τ 为 0.2877ns. 采用 Turbo 均衡时, 每数据包包含 400 原始比特, 编码器采用生成式为(7, 5)的 1/2 递归系统卷积码, 编码后数据包长为 800 个符号, 交织器采用随机交织, 接收端均衡器和解码器均采用 Log-MAP 算法.

图 2 给出理想信道估计下各方案性能. 性能最好的是传统 TR 接收机, 足够大的脉冲间隔保证不存在 ISI. 对式(8)给出的 ISI 模型忽略其二次项, 得到简化的一阶 ISI 系统, 采用判决反馈均衡器进行均衡, 由于在非线形较严重的信道不能有效抵抗 ISI, 平均误码率出现明显的误码平台. 采用 Turbo 均衡器, 图中给出了 3 次迭代的性能. 第一次解码后进行判决的性能已不再出现误码平台, 并相对线性均衡有着很大的性能增益; 经过一次迭代后第二次解码在误码率为 10^{-5} 相对第一级有将近 4dB 的增益. 但再增加迭代次数可见第三级相对第二级所获增益迅速减小, 这一方面因为迭代所增加的先验信息在逐渐减小, 另一方面干扰项为有色谱和近似高斯分布使后验概率计算并不完全准确, 增加迭代次数时增益不再明显. 高速 TR-UWB 的非线性 ISI

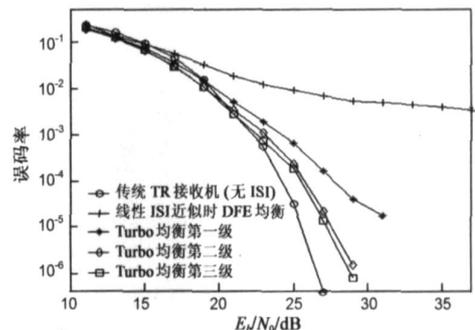


图 2 理想信道估计下高速 TR Turbo 均衡与传统 TR 的误码性能

模型中,联合均衡-解码器与在线性 ISI 系统中一样能够提供显著的性能增益,虽仍和传统 TR 系统约有 2dB 的差距,但数据速率获得了很大提升.

图 3 采用信道估计方案,进行两次迭代,导频数分别取 10、30 和 60.由图可见,导频数为 10 时得到的各级性能都和理想信道估计下有较大差距,导频数增至 30 时第一级迭代误码率已十分接近理想信道估计下的性能,导频数分别为 30 和 60 时的第二级迭代平均误码率在高信噪比下略有差别.当导频数为 60 时在误码率为 10^{-5} 时和理想信道估计相差约 1.2dB, 10^{-6} 时两者相差约 2dB;当导频数较小时,迭代所带来的增益因信道估计不准确而大幅减小,导频数增加至 60,误码率为 10^{-5} 时第二级均衡相对第一级的增益约为 3dB.导频增加会增加系统开销,实际中应考虑在性能与开销之间取得合理的折衷.

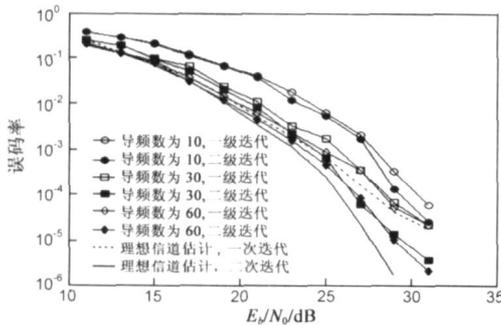


图 3 高速率 TR 在不同估计导频数时的误码性能

5 结论

超宽带发射参考技术提高数据速率的同时将引入符号间干扰,本文在传统 TR 脉冲对发送结构和时分多址方式下推导 ISI 模型,表明脉冲间距小于信道最大时延扩展时经相关接收得到判决统计量受到非线性符号间干扰,ISI 模型为二阶 Volterra 系统,模型系数由波形相关矩阵决定.给出了发送导频策略估计各阶系数.引入联合均衡-解码器和 Turbo 均衡原理,证明修改后的均衡器结构也适用于二阶 ISI 系统,仿真结果表明 Turbo 均衡器能有效抵抗非线性符号间干扰,但增益随迭代次数增加迅速减小.

附录

$$\begin{aligned} \tilde{w} = & \int_{T_b+T_f}^{(i+1)T_b} \tilde{r}_{i,r}(t) n_{i,d}(t) dt + \int_{T_b+T_f}^{(i+1)T_b} \tilde{r}_{i,d}(t) n_{i,r}(t) dt \\ & + \int_{T_b+T_f}^{(i+1)T_b} n_{i,r}(t) n_{i,d}(t) dt + \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} \tilde{r}_{i,d}(t) n_{i+1,r}(t) dt \\ & + \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} \tilde{r}_{i+1,r}(t) n_{i,d}(t) dt + \int_{(i+1)T_b}^{(i+1)T_b+T_f} n_{i,d}(t) n_{i+1,r}(t) dt \end{aligned} \quad (A1)$$

设发射脉冲带宽为 W ,由采样定理,接收波形可由 T_f

内以 $1/2W$ 为采样间隔的有限个采样值近似表示,以参考波形为例,

$$\tilde{r}_{i,r}(t) \approx \sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{i,r,j} \frac{\sin(2\pi Wt - j\pi)}{2\pi Wt - j\pi} \quad (A2)$$

$\tilde{r}_{i,r,j}$ 为 $\tilde{r}_{i,r}$ 在持续期 T_f 内的采样.式(A1)可化为离散形式

$$\begin{aligned} \tilde{w} = & \sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{1,j} n_{2,j} + \sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{2,j} n_{1,j} + \sum_{j=1}^{2T_f W} n_{1,j} n_{2,j} + \sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{2,j} n_{3,j} \\ & + \sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{3,j} n_{2,j} + \sum_{j=1}^{2T_f W} n_{2,j} n_{3,j} \end{aligned} \quad (A3)$$

其中 $\tilde{r}_{1,j}, \tilde{r}_{2,j}, \tilde{r}_{3,j}$ 分别表示 $\tilde{r}_{i,r}(t), \tilde{r}_{i,d}(t), \tilde{r}_{i+1,r}(t)$ 在其持续期内的采样, $n_{1,j}, n_{2,j}, n_{3,j}$ 分别表示噪声信号 $n_{i,r}(t), \tilde{n}_{i,d}(t), \tilde{n}_{i+1,r}(t)$ 在其持续期内的采样,方差为 σ^2 ,而因为 $n_{1,j}, n_{2,j}, n_{3,j}$ 互不相关且 \tilde{w} 均值为 0,故

$$\begin{aligned} \text{Var}(\tilde{w}) &= E \left\{ \sum_{j=1}^{2T_f W} (\tilde{r}_{1,j} n_{2,j})^2 + \sum_{j=1}^{2T_f W} (\tilde{r}_{2,j} n_{1,j})^2 + \sum_{j=1}^{2T_f W} (\tilde{r}_{2,j} n_{3,j})^2 + \sum_{j=1}^{2T_f W} (\tilde{r}_{3,j} n_{2,j})^2 \right. \\ & \left. + 2 \sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{1,j} \tilde{r}_{3,j} n_{2,j}^2 + \sum_{j=1}^{2T_f W} (n_{1,j} n_{2,j})^2 + \sum_{j=1}^{2T_f W} (n_{2,j} n_{3,j})^2 \right\} \\ &= \sigma^2 \left\{ E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{1,j}^2 \right] + 2E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{2,j}^2 \right] + E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{3,j}^2 \right] + 2E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{1,j} \tilde{r}_{3,j} \right] \right\} \\ & \quad + E \left\{ \sum_{j=1}^{2T_f W} n_{1,j} n_{2,j} \right\}^2 + \sum_{j=1}^{2T_f W} n_{2,j} n_{3,j} \right\}^2 \\ &= 2\sigma^2 \left\{ E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{1,j}^2 \right] + E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{2,j}^2 \right] + E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{3,j}^2 \right] \right\} + 4T_f W \sigma^4 \end{aligned} \quad (A4)$$

其中利用了 $E \left\{ \sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{1,j}^2 \right\} = E \left\{ \sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{3,j}^2 \right\}$ 和 $E \{ (n_{1,j} n_{2,j})^2 \} = E \{ (n_{2,j} n_{3,j})^2 \} = E \{ n_{1,j}^2 \} \cdot E \{ n_{2,j}^2 \} = \sigma^4$. 根据(5a)(5b),利用数据比特之间相互独立及 $b_n^2 = 1$,可以推得

$$E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{1,j} \right] = \sum_{i=1}^P \tilde{r}_{i,i} + \sum_{i=1, k=1, i \neq k}^{P/2} \tilde{r}_{2i-1, 2k-1} \quad (A5)$$

$$E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{2,j} \right] = \sum_{i=1}^P \tilde{r}_{i,i} + \sum_{i=1, k=1, i \neq k}^{P/2} \tilde{r}_{2i, 2k} \quad (A6)$$

$$E \left[\sum_{j=1}^{2T_f W} \tilde{r}_{1,j} \tilde{r}_{3,j} \right] = \sum_{i=1}^{P/2} \tilde{r}_{2i-1, 2i-1} + \sum_{i=2}^{P/2-1} \tilde{r}_{2i, 2i+2} \quad (A7)$$

将式(A5)~(A7)代入(A4),即可得 $\text{Var}(\tilde{w})$.

参考文献:

- [1] M Z Win, R A Scholtz. Impulse radio: How it works[J]. IEEE Commun Lett, 1998, 2(2): 36-38.
- [2] L Yang, G B Giannakis. Optimal pilot waveform assisted modulation for ultra wideband communications[J]. IEEE Trans

- Wireless Commu, 2004, 3(4): 1236– 1249.
- [3] A A D' Amico, U Mengali. GLRT Receivers for UWB Systems [J]. IEEE Commun. Lett, 2005, 9(6): 487– 489.
- [4] S Franz, U Mitra. On optimal data detection for UWB transmitted reference systems[A]. in Proc GLOBECOM' 03[C]. San Francisco: IEEE Press, 2003, 2: 744– 748.
- [5] R C Qiu. A study of the ultrawideband wireless propagation channel and optimum UWB receiver design [J]. IEEE JSAC, Special Issue on UWB Radio in Multiple Access Wireless Communications, 2002, 20(9): 1628– 1637.
- [6] Dang Q H, Trindade A, Veen van der. Signal model and receiver algorithms for a transmit reference ultrawideband communication system[J]. IEEE JSAC, 2006, 24(4): 773– 779.
- [7] Witrisal K, Leus G. , Pausini, M, Krall, C. Equivalent system model and equalization of differential impulse radio UWB systems[J]. IEEE JSAC, 2005, 23(9): 1851– 1862.
- [8] J R Forester, M Pendergrass, A F Molisch. A channel model for ultrawideband indoor communication [EB/OL]. www. merl. com/ reports/ docs/ Tr20042074. pdf, 2004.
- [9] V J Mathews, G L Sicuranza. Polynomial Signal Processing [M]. Chichester, U. K. , Wiley, 2000.

作者简介:

廖学文 男, 1980 年出生于湖南, 博士生, 目前研究方向为超宽带无线通信系统. E-mail: xwliao@mailst. xjtu. edu. cn

朱世华 男, 1950 年出生于浙江, 西安交通大学电子与信息工程学院教授, 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 年出生于湖北, 博士生, 目前研究方向为宽带无线通信系统.