基于广义似然比检验的差分超宽带信号接收机

向　新[1,2]，王　勇[1]，易克初[1]，田红心[1]
(1. 西安电子科技大学 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室，陕西 西安　710071；
2. 空军工程大学 工程学院，陕西 西安　710038)

摘要： 提出采用广义似然比检验实现对差分超宽带信号的最佳检测. 在信道条件未知的情况下，首先完成信道特性的最大似然估计，而后进行差分超宽带信号的统计检测，得到了基于广义似然比检验的差分超宽带信号接收机结构. 结果表明，差分超宽带的广义似然比检验接收机是一种相关接收机，其本地模板信号为前一个码元脉冲接收波形的平均. 在此基础上，对接收机输出噪声进行高斯近似获得了该接收机的误码性能.

关键词： 超宽带；差分；广义似然比检验

中图分类号： TN973.3　　**文献标识码：** A　　**文章编号：** 1001-2400(2007)01-0026-03

Optimum receiver for the differential UWB signal based on the generalized likehood ratio test

XIANG Xin[1,2], *WANG Yong*[1], *YI Ke-chu*[1], *TIAN Hong-xin*[1]
(1. State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi′an　710071, China;
2. Engineering College, Air Force Engineering Univ., Xi′an　710038, China)

Abstract: The generalized likelihood ratio test (GLRT) is proposed to achieve optimum detection for differential UWB signals. Under unknown channel conditions, maximum likehood estimation of the channel response is implemented, statistical detection of differential UWB signals is performed subsequently, and the receiver architecture based on the generalized likelihood ratio test is obtained. The analytical conclusion shows that the GLRT receiver of differential UWB is a correlation receiver in which the local template waveform is computed as the average of the channel responses to former symbol pulses. Based on the conclusion, the performance of bit error probability is analyzed by using a Gaussian approximation of the noise components at the output of the receiver. The GLRT receiver can serve as a performance benchmark for the conventional differential UWB receivers.

Key Words: ultra-wideband; differential; generalized-likelihood-radio-test

超宽带(UWB)采用宽度为纳秒或亚纳秒级的脉冲串来传递信息，其频带宽度大于500 MHz，或相对带宽大于20%. 由于UWB采用了极窄脉冲，在多径环境下，多径分量在接收端可不发生混叠，有较好的衰落抑制作用，适于采用Rake接收技术实现多径分量接收以改善信噪比[1,2]，非常适合应用于短距离室内高速无线通信.

为获得较好的接收性能，UWB的Rake接收机需要有十条或百条相关支路[3]，在接收端需要实现性能良好的信道估计，这无疑增加了系统实现的复杂度[4]. 为了避开信道估计，且能获得Rake接收的效果，学术界提出采用自相关接收机，一般有两种形式：Transmitted Reference-UWB(参考发送UWB，称为TR-UWB)[5]，Differential-UWB(差分UWB，称为DIFF-UWB)[6]. 这两种接收机的核心思想是利用前时刻接收的信号作为本时刻接收信号的参考波形，若这两个信号的发送时间差小于信道的相干时间，就认为这两个信号通过了同一个信道而具有相同的信道响应. 由于引入了模板噪声，性能有所下降，但实现简便. 两者的差别在于参考信号的产生上：TR-UWB发送的基本单元为两个单脉冲构成的脉冲对，其中一个无信息调制，作为

收稿日期： 2006-04-06
基金项目： 国家自然科学基金资助项目(60572148)
作者简介： 向　新(1971-)，男，西安电子科技大学博士研究生.

另一个有信息调制脉冲的参考脉冲,即 TR-UWB 使用了 50%的能量和时间用于参考信号发送;而 DIFF-UWB 的本时刻码元参考脉冲是前一时刻码元脉冲,没有专门发送的参考脉冲. 显然 DIFF-UWB 系统不需要额外付出能量和时间,具有一定的性能优势. 笔者采用广义似然比检验(GLRT)[7]给出了针对 DIFF-UWB 系统的 GLRT 接收机,并得到其性能的显式表达式. 在以下讨论中,不考虑同步偏差.

1　信号模型

DIFF-UWB 通信系统的信号为

$$s_{\mathrm{tr}}(t)=\sum_{j=1}^{\infty}\sum_{i=0}^{N_s-1}b_j w(t-jN_sT_f-iT_f-c_iT_c)\quad,\tag{1}$$

其中 $b_{j+1}=a_jb_j$,$\{a_j\}_{j=0}^{\infty}$ 为宽平稳的待传送码元序列,等概率取 -1 和 1;实际发送的是$\{a_j\}_{j=0}^{\infty}$ 经过差分编码的序列$\{b_j\}_{j=0}^{\infty}$,采用 PAM 调制;$w(t)$ 为发送的单脉冲,脉冲宽度为 T_p;T_f 为脉冲重复时间,一般$T_p \ll T_f$;$\{c_i\}_{j=0}^{N_s-1}$ 为跳时(TH)序列,c_iT_c 为脉冲串中第 i 个脉冲的附加时移,T_c 为单位附加时移的长度,在后面的分析中不考虑跳时序列的影响. 对于一个信息码元,由 N_s个单脉冲传送,码元长度 $T_s=N_sT_f$. 另外,系统不存在 ISI,并认为已实现理想同步. 令信道的相干时间大于两个符号码元的持续时间. 在接收端收到的信号为

$$s_{\mathrm{re}}(t)=\sum_{j=0}^{\infty}\sum_{i=0}^{N_s-1}b_j h(t-jN_sT_f-iT_f-c_iT_c)+n(t)\quad,\tag{2}$$

令信道的延迟扩展为 T_{mds},接收机输入带宽为 W,$h(t)$ 为脉冲的信道响应. $n(t)$ 为双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声. 为简单起见,不考虑 TH 码,不影响结论.

2　GLRT 接收机

对于 DIFF-UWB,实际上是采用相邻两个码元来传送信息的. 取接收到的两个相邻码元的波形为

$$x(t)=s[t,b_j,b_{j+1},h(t)]+n(t)=X_j(t)+X_{j+1}(t-N_sT_f)\quad,\tag{3}$$

其中

$$s[t,b_j,b_{j+1},h(t)]=\sum_{i=0}^{N_s-1}[b_jh(t-iT_f)+b_{j+1}h(t-N_sT_f-iT_f)]\quad,\tag{4}$$

$$X_j(t)=\sum_{i=0}^{N_s-1}r_{j,t}(t-iT_f)\quad.\tag{5}$$

这里的 $X_j(t)$ 为第 j 个码元的波形;$r_{j,t}(t-iT_f)$ 为第 j 个码元的第 i 帧波形.

在二进制情况下,b_j、b_{j+1} 有 4 种组合,但可分为两种状况,即 $b_jb_{j+1}=a_j=-1,+1$,分别对应假设 H_0 和 H_1. 在假设 $H_i(i=0,1)$ 情况下的概率密度函数为[8]

$$p(x\mid s[t,b_j,b_{j+1},h(t)])=\frac{1}{((2\pi)^{1/2}\sigma_n)^k}\exp\left\{-\frac{1}{N_0}\int_0^T[x(t)-s[t,b_j,b_{j+1},h(t)]^2]\,\mathrm{d}t\right\}\quad,\tag{6}$$

这里 $T=2N_sT_f$,信道响应 $h(t)$ 为未知参量. 考虑实际的两种状况,则广义似然比(GLRT)检验为

$$\Lambda(x)=\frac{p(x\mid s[t,b_j,b_{j+1}=1,h(t)])}{p(x\mid s[t,b_j,b_{j+1}=-1,h(t)])}\underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}}1\quad.\tag{7}$$

取

$$D[x(t)\mid b_j,b_{j+1}=1,h(t)]=2\int_0^T x(t)s[t,b_j,b_{j+1},h(t)]\,\mathrm{d}t-\int_0^T s^2[t,b_j,b_{j+1},h(t)]\,\mathrm{d}t\quad,\tag{8}$$

由式(7)知问题可转化为确定使式(8)最大的 b_j 与 b_{j+1}.

首先寻找使似然函数达到最大的 $h(t)$ 作为估计量 $\hat{h}(t)$,将式(4)带入(8)得

$$D[x(t)\mid b_j,b_{j+1},h(t)]=2\int_0^T x(t)\Big[\sum_{i=0}^{N_s-1}[b_jh(t-iT_f)+b_{j+1}h(t-N_sT_f-iT_f)]\Big]\mathrm{d}t-$$

$$\int_0^T\Big\{\sum_{i=0}^{N_s-1}[b_jh(t-iT_f)+b_{j+1}h(t-N_sT_f-iT_f)]\Big\}^2\,\mathrm{d}t=$$

$$2\int_0^{T_{mds}}\left\{\sum_{i=0}^{N_s-1}[r_{j\_t}(t)b_jh(t)]+\sum_{i=0}^{N_s-1}[r_{j+1\_t}(t)b_{j+1}h(t)]-N_sh^2(t)\right\}\mathrm{d}t \quad . \tag{9}$$

在 b_j , b_{j+1} 一定的情况下求 $h(t)$,对式(9)积分号内项对 $h(t)$ 求导,得到 $h(t)$ 的估计值

$$\hat{h}(t)=\left(\sum_{i=0}^{N_s-1}r_{j\_t}(t)b_j+\sum_{i=0}^{N_s-1}r_{j+1\_t}(t)b_{j+1}\right)\Big/(2N_s)=\frac{b_j}{2N_s}R_j(t)+\frac{b_{j+1}}{2N_s}R_{j+1}(t) \quad , \tag{10}$$

这里 $R_j(t)=\sum_{i=0}^{N_s-1}r_{j\_t}(t)$.

将式(10)代入式(9),得

$$D[x(t)\mid b_j,b_{j+1},\hat{h}(t)]=2\int_0^{T_{mds}}\left\{\sum_{i=0}^{N_s-1}[r_{j\_t}(t)b_j\hat{h}(t)]+\sum_{i=0}^{N_s-1}[r_{j+1\_t}(t)b_{j+1}\hat{h}(t)]-N_s\hat{h}^2(t)\right\}\mathrm{d}t=$$
$$\int_0^{T_{mds}}\frac{R_j^2(t)+2b_jb_{j+1}R_j(t)R_{j+1}(t)+R_{j+1}^2(t)}{2N_s}\mathrm{d}t \quad . \tag{11}$$

发送码元的估计值使式(11)最大. 由式(11)得

$$\hat{b}_j\hat{b}_{j+1}=\hat{a}_j=\mathrm{sign}\left(\int_0^{T_{mds}}\frac{R_j(t)R_{j+1}(t)}{N_s}\mathrm{d}t\right) \quad .$$

令 $h_{\mathrm{GLRT}\_j}(t)=R_j(t)/N_s$, 即判决输出为

$$\hat{b}_j\hat{b}_{j+1}=\hat{a}_j=\mathrm{sign}\left(\int_0^{T_{mds}}h_{\mathrm{GLRT}\_j}(t)R_{j+1}(t)\,\mathrm{d}t\right)=\mathrm{sign}\left(\sum_{i=0}^{N_s-1}\int_0^{T_{mds}}h_{\mathrm{GLRT}\_j}(t)r_{j+1\_t}(t)\,\mathrm{d}t\right) \quad .$$

可知 DIFF-UWB 的 GLRT 接收机是一种相关接收机,其模板波形 $h_{\mathrm{GLRT}\_j}(t)$ 为前一个符号波形的平均. 该模板与接收的每一个脉冲相关积分后取和,其极性为发送码元的判决值.

3 误码性能分析

对上节得到的 DIFF-UWB 信号的 GLRT 接收机的误码性能进行分析.

定义 $Z(j)$ 为第 j 个码元的相关器输出,$Z(j)=\sum_{i=0}^{N_s-1}\int_0^{T_{mds}}h_{\mathrm{GLRT}\_j}(t)r_{j+1\_t}(t)\,\mathrm{d}t$,这里 $h_{\mathrm{GLRT}\_j}(t)$ 为模板波形,来源于第 j 个符号的 N_s 个参考脉冲的信道响应的平均,即

$$h_{\mathrm{GLRT}\_j}(t)=R_j(t)/N_s=b_jh(t)+n'(t) \quad ,$$

式中 $n'(t)$ 表示双边功率谱密度为 $N_0/(2N_s)$ 的高斯白噪声,其为 N_s 个接收的双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声的平均. 这样

$$Z(j)=\sum_{i=0}^{N_s-1}\int_0^{T_{mds}}h_{\mathrm{GLRT}\_j}(t)r_{j+1\_t}(t)\,\mathrm{d}t=$$
$$\sum_{i=0}^{N_s-1}\int_0^{T_{mds}}(b_jb_{j+1}h^2(t)+b_jh(t)n(t)+b_{j+1}h(t)n'(t)+n(t)n'(t))\,\mathrm{d}t=$$
$$a_j\sum_{i=0}^{N_s-1}\int_0^{T_{mds}}h^2(t)\,\mathrm{d}t+n_1+n_2+n_3=a_jN_sE_p+n_1+n_2+n_3 \quad ,$$

其中 $E_p=\int h^2(t)\,\mathrm{d}t$ 为接收脉冲能量. 噪声有 3 项,这 3 个分量的分布均可近似为零均值条件高斯分布,且互不相关[2,3,5],则

$$E\{n_1^2\}=N_sN_0R_h(0)/2=N_sN_0E_p/2 \quad ,$$
$$E\{n_2^2\}=N_s^2N_0R_h(0)/(2N_s)=N_sN_0E_p/2 \quad ,$$
$$E\{n_3^2\}=N_sWT_{mds}N_0^2/(2N_s)=WT_{mds}N_0^2/2 \quad ,$$

这里 $R_h(\tau)=\int h(t)h(t-\tau)\,\mathrm{d}t$, 则系统的误码性能为 (下转第 48 页)