

非相干能量检测 UWB 接收机误码率性能优化

杨志华, 张钦宇, 王 野

(哈尔滨工业大学深圳研究生院, 广东深圳 518055)

摘 要: 针对基于 OOK(On-off Keying) 调制的非相干能量检测 UWB 接收机误码率性能较差, 本文通过二维参数优化, 理论上证明了存在积分长度与有效信噪比的最佳参数组合使得误码性能最优, 并通过训练序列来估计信噪比和搜索积分长度, 在系统实现上给出了简单可靠的求解方法. 其中, 在系统误码率性能较高区域内, 利用高斯分布近似最优判决门限精确解的方法存在较大误差, 本文对该近似方法的适用性进行了深入的讨论, 利用最小二乘方法对高斯近似方法进行了修正, 并给出了易于工程应用的多项式系数. 仿真结果表明, 本文获得的最优参数组合相对于传统方法, 较好地改善了接收机性能, 对高斯分布近似的修正方法也有效的减小了误码率性能损失.

关键词: Ultra Wideband; 积分长度; 判决门限; 高斯近似; 最小二乘

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 05-0951-06

Optimization of UWB Non-Coherent Receiver

YANG Zhi-hua, ZHANG Qin-yu, WANG Ye

(Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen, Guangdong 518055, China)

Abstract: The optimization on BER performance of UWB non-coherent receiver based on OOK scheme is investigated. The optimum parameters combination of length of integration interval and SNR in the integration interval, which makes the BER minimum, is obtained theoretically and practically. A modified least-squares-based algorithm is proposed in this study, which applies the Gaussian approximation to the exact optimal threshold. Meanwhile, the feasibility of the traditional approximation is explored. The results show that, compared with the conventional method, the optimum parameters proposed in the study increase the system performance greatly.

Key words: Ultra Wideband; integration intervals; thresholds; gaussian approximation; least square

1 引言

脉冲超宽带 (IR-UWB, Impulse Radio UWB) 是采用极窄脉冲直接辐射方式进行传输的无线电技术, 由于其实现简单、体积小、低功耗、低成本等特点, 在中低速无线数据应用方面, 如定位、控制、传感器网络等, 具有良好的应用前景^[1]. 基于能量积分检测的 UWB 系统的非相干接收方式, 由于避免了复杂的信道估计以及并不严格的同步要求, 大大降低了接收机的复杂度, 成为实际系统实现的理想方案. 能量积分方案通常采用简单的 OOK 调制方式搭配, 但由于 OOK 调制方式本身的固有缺点, 加上 UWB 接收机积分窗口的选择不当, 将导致接收机误码性能不高. 目前, 一些文献中对能量积分接收机的优化问题进行了一定的研究, 如文献[2]对 UWB-OOK 信号进行加权处理. 文献[3]中的 OOK 调制 UWB 系统采用三元正交序列进行扩频编码, 在接收端采用非

相干能量检测和 RAKE 合并来降低脉冲间干扰. 此研究通过 RAKE 合并后寻找最大值进行判决, 避免了前端能量积分的硬判决门限设定问题. 尽管可以提高性能, 但是该方案复杂度很高, 需要对前端采样并行处理. 文献[4]中针对 2PPM(Pulse Position Modulation) 的非相干 UWB 系统, 借鉴相干接收中的 S-RAKE 合并方式, 以脉冲宽度为步长对接收端的整个多径能量进行检测, 然后对这些能量值进行排序, 挑选出较大的值进行相应位置上的能量合并以提高信噪比, 实现系统性能的提高. 文献[5]利用 Monte-Carlo 仿真的办法给出了最优能量积分窗口存在的证明. 文献[6]首次提出利用高斯分布近似²分布的方法来获得优化门限的解析表达式, 但均未能对能量积分窗口长度进行进一步的理论分析. 文献[5]中是利用仿真的方法定性描述了高斯近似的办法代替²分布门限的可行性, 没有进一步讨论高斯近似的适用性问题.

收稿日期: 2008-05-07; 修回日期: 2009-02-05

基金项目: 国家自然科学基金(No. 60432040); 国家自然科学基金青年基金(No. 60702034)

本文针对上述问题,力图通过完整的理论推导,分析能量积分窗口长度及门限的优化问题,确定系统可实现方案.首先建立系统模型,给出能量积分窗口长度优化的理论推导,并通过理论和仿真结合的方式确定能量积分窗口的可实现方案.其次,针对基于优化窗口的最优门限问题,给出基于 χ^2 分布的门限表达式,讨论了利用高斯近似的办法得出的次最优门限的适用性,并用最小二乘拟合方式给出修正多项式以提高误码性能.最后,通过仿真验证本文所提出的优化方法,并对仿真结果进行相应的分析和讨论.

2 能量窗口长度优化分析

2.1 系统模型

首先,本文的研究是基于以下几点前提下进行的:(1)系统理想同步;(2)调制方式采用OOK调制;(3)信道采用IEEE 802.15.3a提供的修正的S-V^[7]模型,并且认为在一帧数据内信道是时不变的.

接收机前端1个比特信号模型可以表示为

$$s_i(t) = \sum_{l=1}^L b_i \sqrt{E_{b_i}} \sqrt{f_l(t - t_l - iT_s)} + n(t) \quad (1)$$

其中, L 表示到达接收机前端的多径分量数目, b_i 为第 i 个经过OOK调制的传输比特, E_b 为每比特能量, $f_l(t)$ 表示第 l 条路径的接收波形, t_l 和 i 分别表示第 l 条多径分量的幅度衰落和信道延迟参数, T_s 表示信号的符号周期, $n(t)$ 表示加性高斯白噪声(AWGN, Additive White Gaussian Noise),其双边功率谱密度为 $N_0/2$.接收信号经过带宽为 B 的带通滤波器.为不失一般性,假定每个调制符号中只包含一个脉冲,这很容易推广到多个脉冲的情况.并且假定信号的脉冲重复周期远大于信道的时延拓展,无须考虑符号间干扰(ISI, Inter-Symbol Interference)的影响.

经过平方律检波后的波形可以简化表示为

$$x = \sum_{j=1}^{2M} (s_j + n_j)^2 \quad (2)$$

在这里 $2M$ 表示 χ^2 分布的自由度^[6], $2M = BT + 1$, T 表示积分时间,由于 s_j 是确定信号,故 $s_j + n_j \sim N(s_j, N_0/2)$.接收信号采用带有导频序列的帧格式,系统通过导频序列实现同步及能量积分窗口的优化,利用优化后的参数计算出判决门限,然后开始数据解调.

2.2 能量积分窗口优化的理论推导

为方便后续的讨论及分析,先对接收信号进行预处理,预处理后信号可表示为:

$$(s_j + n_j) / \sqrt{N_0/2} \sim N(s_j, 1) \quad (3)$$

接收信号的方差变为1,新的判决量与原判决量之间的关系为

$$y = \sum_{j=1}^{2M} \left(\frac{s_j + n_j}{\sqrt{N_0/2}} \right)^2 = \frac{2}{N_0} x \quad (4)$$

因此,信号的形式完全符合 χ^2 分布的形式,可方便后续计算.

在上式中, χ^2 分布的自由度为 $2M$, χ^2 分布的非中心参数的表达式为

$$= \sum_{j=1}^{2M} \left(\frac{2s_j}{N_0} \right)^2 = \frac{2E_{eff}}{N_0} \quad (5)$$

由文献[6]可得比特错误概率:

$$P_e = (P_0 + P_1)/2 \quad (6)$$

其中, P_0, P_1 为:

$$P_0 = \int_0^c f_0(x) dx = \exp\left(-\frac{c}{2}\right) \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(c/2)^k}{k!}$$

$$P_1 = \int_0^c f_1(x) dx = 1 - Q_M(\sqrt{c}, \sqrt{c})$$

这里, $Q_M(x, y) = x^{1-M} \cdot \int_0^y \exp\left(-\left(\frac{t^2}{2} + x^2\right)/2\right) I_{M-1}(xt) dt$ 是 Marcum-Q 函数^[9].

由式(6)可知,给定门限 c ,优化 M 和 E_{eff}/N_0 可以使 P_e 最小,我们用仿真结果直观的描述此问题.如图1所示,对应不同的 M 和 E_{eff}/N_0 ,系统的最低误码率不同.从图中的趋势可以看出,当 E_{eff}/N_0 一定, P_e 随 M 单调递增;当 M 一定, P_e 随 E_{eff}/N_0 单调递减,即系统中应该存在一组 $(M, E_{eff}/N_0)$ 使得系统的误码率性能最好.又由(5), E_{eff}/N_0 是随着 M 变化的函数,所以系统中一定存在唯一的能量积分窗口 M ,使系统误码率性能最好.

为了优化误码率 P_e ,定义变量:

$$q = \frac{\sqrt{M+2E_{eff}/N_0} - \sqrt{M}}{2} \quad (7)$$

使 q 是 M 的单调递减函数,是 E_{eff}/N_0 的单调递增函数.如图2所示, q 与 P_e 呈单调关系.因此,可通过寻找 q 的极值,使 P_e 最小.

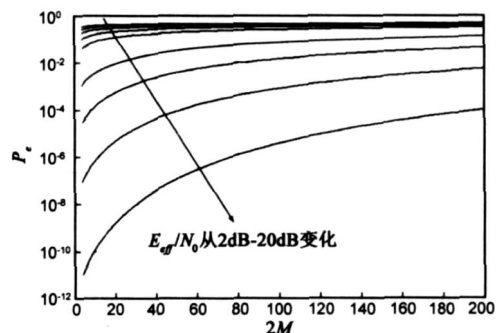
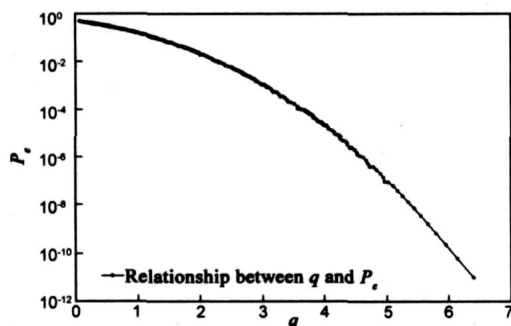


图1 系统误码率随 M 和 E_{eff}/N_0 变化曲线

令

$$q = f(x, y) = \frac{\sqrt{x/2 + 4y} - \sqrt{x/2}}{2} \quad (8)$$

图2 误码率 P_e 随变量 q 的变化曲线

其中, $x = 2M$,

$$y = E_{\text{eff}} / N_0 = \sum_{i=1}^x s^2(t_i) / N_0 \quad (9)$$

利用拉格朗日乘数法可以得到如下方程组

$$\begin{cases} f_x(x, y) - \lambda(x) = 0 \\ f_y(x, y) + \lambda = 0 \\ y = \lambda(x) \end{cases} \quad (10)$$

其中 λ 为某一常数;给定信道实现,将(9)(10)带入(8)即可以求得相应的理论最优窗口长度 M 。

2.3 最优能量窗口长度的系统实现

实际系统中可以对 $(M, E_{\text{eff}} / N_0)$ 组合参数进行搜索,以最大化 q ,也即获得最低误码率 P_e 。对于特定的 M ,问题转化为实时估计窗口内的信噪比 E_{eff} / N_0 。

本文利用导频序列的统计参数估计窗口内的有效信噪比:

接收信号的均值为^[5]

$$\begin{cases} \mu_1 = MN_0 + E_{\text{eff}}, & b_i = 1 \\ \mu_0 = MN_0, & b_i = 0 \end{cases} \quad (11)$$

定义变量 如下

$$= \mu_1 / \mu_0 = 1 + E_{\text{eff}} / MN_0 \quad (12)$$

从而得到窗口内有效信噪比为

$$E_{\text{eff}} / N_0 = M(\lambda - 1) \quad (13)$$

可知,通过估计导频序列的0比特和1比特的信号均值就可以得到有效信噪比。图3是理论信噪比和估计信噪比的比较值,可以看出本文的信噪比方法相对简单

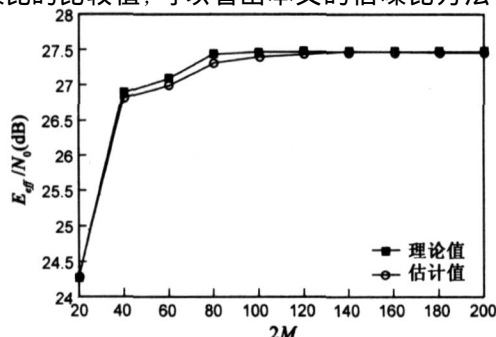


图3 理论信噪比和估计信噪比的比较(导频序列长度为100个比特,其标准偏差为0.05)

单有效。

3 最佳判决门限的推导

接收机判决统计量服从 χ^2 分布的最佳理论门限

为:

$$A_k x^k = C \quad (14)$$

其中, $A_k = \left(\frac{1}{4} \right)^k \cdot \frac{1}{(k!)^2} \left[\frac{1}{M+k-1} \right]^k$, $C = \exp(-\lambda)$

2). 目前多数研究基于系统复杂度考虑,均采用高斯逼近的方法来获取最优门限。但是高斯分布的近似方法具有一定的适用条件,现有研究未见分析。所以本文将针对上述适用性进行讨论并提出一种修正算法来改善高斯近似的适用性问题。

3.1 高斯分布近似的理论分析

根据中心极限定理可得,大量独立同分布的随机变量的和依概率收敛于高斯随机变量。采用高斯分布近似 χ^2 分布所得最佳门限 G ,表达式参见文献[6]。其对应的最小误码率 $P_{eG} = Q(q)$,其中 q 如式(7)定义。可以证明,高斯估计最优门限和 χ^2 分布精确门限的差值是关于 M 和 E_{eff} / N_0 的函数,表达式如下:

$$c - G = \frac{N_0}{2} \cdot (M, E_{\text{eff}} / N_0) \quad (15)$$

表示高斯门限近似得到的门限和精确门限的误差项,其中 $(M, E_{\text{eff}} / N_0)$ 是关于 $(M, E_{\text{eff}} / N_0)$ 的二元函数,由 $(M, E_{\text{eff}} / N_0)$ 联合确定。但是由于 χ^2 分布的门限解析表达式很难给出,所以 $(M, E_{\text{eff}} / N_0)$ 的函数解析表达式也很难精确得到。这进一步分析高斯近似和 χ^2 分布的差异带来困难。

3.2 基于最小二乘^[8]多项式求解

鉴于上述原因,本文采用最小二乘拟合的办法给出 $(M, E_{\text{eff}} / N_0)$ 的多项式近似表达式,来逼近其精确解析表达式。

首先,在最优窗口长度条件下,给出基于 χ^2 分布精确门限的系统误码性能和由高斯近似得到的系统误码性能误差比较结果,如图4所示。

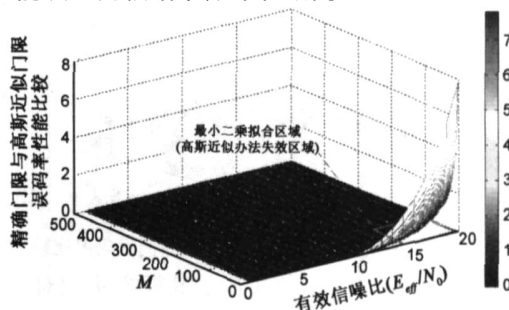


图4 分布精确门限得到的系统误码性能和由高斯近似得到的系统误码性能误差比较

从结果可以看出,大部分情况下, χ^2 分布精确门限和高斯分布门限非常相近,得到的误码性能基本相同,这也证明了高斯近似的方法作为系统的次最优选择可以达到很好的效果.但是当 E_{eff}/N_0 较大,而 M 值较小的情

况下,高斯近似的办法与系统的最优性能出现较大的偏差,一方面是随着 M 值的增大,根据中心极限定理可知, χ^2 分布向高斯分布方向收敛,另一方面, E_{eff}/N_0 较低的情况下,噪声为接收信号的主要成分,窗口内采样点更接近于独立同分布的随机变量,从而满足中心极限定理而趋近于高斯分布.而且从仿真结果可以看出,高斯近似失效的部分正是系统性能较高的部分,所以采用高斯近似的办法优化系统的误码率性能时,存在着一定的适用性问题.在某些情况下,这种适用性对系统的误码率性能有较大影响.

基于上述分析,我们在高斯近似的基础上,采用最小二乘曲面拟合的办法对其进行修正,以达到优化系统性能的目的.

为降低在一定精度下的算法复杂度,本文采用局部最小二乘拟合.

给定对数误码率差值的绝对值作为标准,针对不同的系统应用背景可以选择不同的拟合区间,本文选择拟合的区间如下:

$$(M, E_{\text{eff}}/N_0) \in \{(M, E_{\text{eff}}/N_0) : |\log(P_{\text{eC}}) - \log(P_{\text{eG}})| \leq 0.5\}$$

利用最小二乘法得到的拟合形式为多项式

$$o(M,) = \sum_{j=1}^p \sum_{i=1}^q a_{i,j} M^p \cdot q \quad (16)$$

其中 p, q 为拟合多项式的阶数.

精确门限的近似解为

$$c = \frac{N_0}{2} \cdot o(M,) + G \quad (17)$$

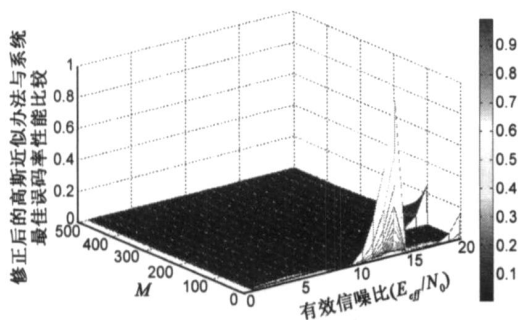


图5 修正后的高斯近似办法与 χ^2 分布的误码率比较

对与比图4与图5,修正后的高斯方法相对于修正前提提高了最大可达7个数量级的系统性能.

实际应用中系统需要预先存储拟合后的多项式系

表1 拟合后多项式系数

	y^6	y^5	y^4	y^3	y^2	y^1	y^0
x^5	$5.2292e-12$	$-1.3583e-9$	$1.2866e-7$	$-5.5213e-6$	$1.2358e-4$	$-6.8911e-4$	0.0117
x_4	$-1.6149e-10$	$3.7491e-8$	$-2.9524e-6$	$8.7315e-5$	-0.0017	0	0
x^3	$1.7418e-9$	$-3.5010e-7$	$2.0968e-5$	$1.3596e-5$	0	0	0
x^2	$-7.9522e-9$	$1.4956e-6$	$-1.2458e-4$	0	0	0	0
x^1	$-5.6422e-9$	$4.9606e-6$	0	0	0	0	0

数,作为抽头系数.通过实时估计信噪比和搜索参数 M ,以上抽头系数对这两个实时参数进行加权求和,进行最佳判决门限的运算.所以,拟合多项式阶数不宜过高,一方面太高的阶数容易产生拟合误差的震荡,拟合曲线畸变不利于系统性能的稳定;另外,由于实际系统需要计算参数的高次幂,以进行判决门限的实时求解,所以过高的阶数增加了运算量,同时也增加了系统存储系数的负担.本文中采用参数 M 为5阶和参数 E_{eff}/N_0 为6阶的多项式,归一化最小均方误差为0.0343,所得系数如表1所示.从表1中可以看出,某些 $p+q$ 次项的系数为0,减轻了系统存储多项式系数的负担.此外,拟合后的多项式系数精度大多很高,极大的增加了系统存储负担,所以在获得该多项式系数之后,可以适当的进行取舍处理以降低系统运算的复杂度.

4 仿真结果及分析

仿真中信号波形采用宽度为1ns的高斯二阶导数脉冲,数据比特采用OOK调制方式,信道为802.11.15.3a推荐的修正S-V模型^[7]的离散化模型随机抽取的信道实现,其中CM1与CM2信道采用的固定窗口长度为50ns,CM3与CM4信道采用的固定窗口长度为100ns,均小于脉冲重复周期,以避免码间干扰.

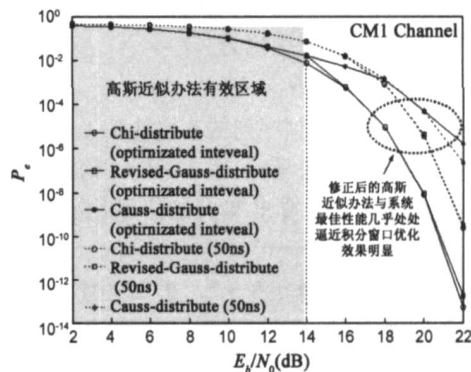


图6 CM1信道算法仿真对比(其中虚线的固定窗口长度为50ns)

图6~图9分别为相应四组信道模型的仿真结果,可以看出,经过窗口长度优化的系统性能四组信道条件下都要优于固定窗口长度的系统性能,而且修正后的高斯近似+优化窗口长度得到的系统性能都与理论最优性能吻合,证明本文的优化方法能够有效的提高系统性能,并具有一定的普遍性.其中,在CM1和CM2

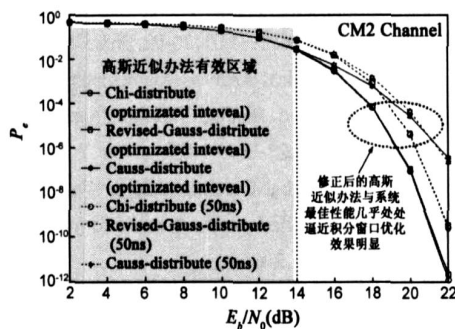


图7 CM2信道算法仿真对比(其中虚线的固定窗口长度为50ns)

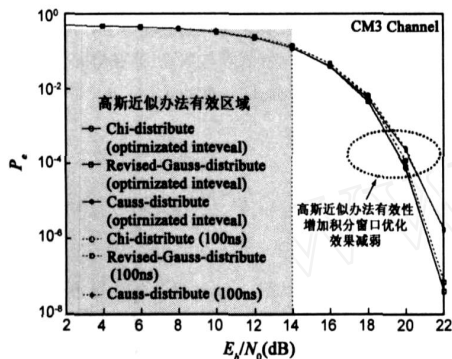


图8 CM3信道算法仿真对比(其中虚线的固定窗口长度为100ns)

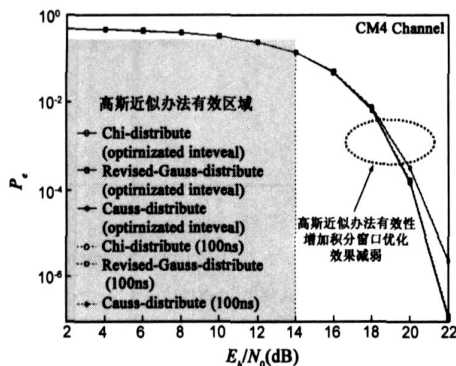


图9 CM4信道算法仿真对比(其中虚线的固定窗口长度为100ns)

信道下误码率为 10^{-6} 时此优化方法带来的系统增益分别约为 3dB 和 2dB, 这两种信道的特点是信号的主径集中在先到达的簇, 能量多分布在时间轴的前面, 多径分量随时间衰减较为明显, 由此优化方法带来的系统增益相对明显; CM3 和 CM4 信道中, 尽管优化窗口长度可以得到一定的系统增益 (误码率为 10^{-6} 时系统增益约为 1dB), 但是没有 CM1 和 CM2 信道显著, 主要是多径能量近似弥散在时间轴上, 分布较为均匀, 系统对积分窗口长度要求较大, 也即前面分析的那样, 当积分窗口长度逐渐变大时, 高斯近似的办法有效性将增加。具体分析如下:

(1) 在判决统计量的统计分布确定的条件下, 在 χ^2 分布与修正的高斯分布时, 优化窗口带来的系统增益 (误码率为 10^{-6} 时) 在 CM1 下比较显著, 并随信道模型的变化依次减弱; 而高斯分布时, 优化积分窗口长度的

性能与没有优化时的性能在信噪比较大情况下差异并不明显, CM1 与 CM2 条件下甚至出现优化后比没有优化的性能要差的情况, 但随着 CM1~CM4 模型的变化, 这种不合理性逐渐减弱。这证明了本文的重要结论: 即利用高斯分布近似 χ^2 分布在某些条件下的适用性存在着较大的问题, 此时利用高斯近似会带来较大的误差, 随着信道多径能量的趋于均匀, 积分窗口内随机变量近似于独立同分布, 这种不合理性逐渐减弱。

(2) 在优化积分窗口长度的条件下, 判决统计量三种不同的分布 (曲线中对应的实线) 中, 四组信道条件下, 修正后的高斯逼近与 χ^2 分布的性能都比较相近, 而高斯逼近与前两者有一定的差距; 在固定窗口长度的条件下, 判决统计量的不同分布 (曲线中对应的虚线) 中, 修正后的高斯逼近与 χ^2 分布的性能比较接近, 而高斯逼近与二者有一定的差距。此结果表明对判决统计量的分布采用修正的高斯逼近方法缩小了高斯逼近与 χ^2 (理论值) 之间的差距。

在四组信道中, 高斯近似方法都在信噪比 14dB 时开始出现失效的问题, 如图中非阴影区域所示。可以看出, 此信噪比条件下的接收窗口内接收信号的统计特性逐渐偏离正态分布, 正如前文所述, 信噪比增加, 接收信号内信号开始占主要成分, 导致不满足中心极限定理的条件, 此时利用高斯分布来近似接收信号的统计特性开始出现偏差。

5 结论及未来的工作

误码率性能较差一直以来是影响能量检测成为 UWB 系统实现方案的主要问题, 本文针对此问题, 首先从理论上, 证明了存在着基于最小错误概率准则的积分窗口长度与窗口内信噪比的最佳参数组合, 保证系统误码率最低。然后给出系统实现方案, 即通过导频序列实时估计积分窗口内信噪比, 搜索积分窗口长度, 获得最佳参数组合, 仿真结果表明提出的信噪比估计方法简单有效。在优化系统误码率性能方面, 现有研究主要是采用高斯分布近似 χ^2 分布来优化系统性能, 但是缺少对此近似的适用性的分析。本文针对此问题, 通过仿真表明了对接收机判决门限的高斯近似方法存在一定的适用性, 在某些条件下对系统性能的影响较大, 同时对此近似带来的误差进行了修正, 给出了基于最小二乘法的修正多项式, 结果表明此修正方法有效的减小了近似带来的性能损失。针对文中提出的接收机参数的优化方法, 仿真结果表明提高了接收机的误码率性能, 并具有一定的普遍性, 为实际系统的设计提供了可以借鉴的依据。鉴于本文的篇幅, 对于接收机另外一个关键参数积分起始点, 未来将会和本文的参数进行联合优化。

参考文献:

- [1] WEISENHORN M, et al. Robust noncoherent receiver exploiting UWB channel properties [A]. Proceedings of International Workshop on Ultra Wideband Systems, Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies, Joint (UWBST & IWUWBS 2004) [C]. Kyom, Japna, 2004. 156 - 160.
- [2] TIAN Z, et al. Weighted energy detection of ultra-wideband signals [A]. Proceedings of IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications [C]. New York, USA. 2005. 158 - 162.
- [3] X Peng, et al. A rake combining scheme for an energy detection based noncoherent OOK receiver in UWB impulse radio systems [C]. In IEEE ICUWB 06, Boston, USA. September 2006. 73 - 78.
- [4] Kim Sekwon, et al. A selective signal combining scheme for noncoherent UWB systems [C]. In 2008 IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications-Proceedings. ISSSTA2008, Bologna, Italy. 2008. 313 - 317.
- [5] MUSTAFA E. SAHIN, I-SMAIL GUVENC. Joint parameter estimation for UWB energy detectors using OOK [J]. J. of Wireless Personal Communications, 2007, 40(4) : 579 - 591.
- [6] P A Humblet, et al. On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers [J]. J. of Lightwave Technology, 1991, 9(11) : 1576 - 1582.
- [7] FOERSTER J. Channel Modeling Sub-committee Report (Final) [R]. Technical Report IEEE P802. 15-02/368r5-SG3a, 2002.
- [8] D Kincaid, et al. Numerical Analysis: Mathematics of Scientific Computing [M]. Third ed. Beijing: Thomson Asia Pte Ltd and China Machine Press, 2003: 392 - 405.
- [9] M K Simon, et al. Digital Communications Over Generalized Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis [M]. New York: Wiley, 2000.

作者简介:



杨志华 男, 1978 年生于黑龙江绥化, 哈尔滨工业大学深圳研究生院博士研究生. 主要研究方向超宽带信号与系统、捕获与同步技术.
E-mail: yangzhihua @hitsz.edu.cn



张钦宇 男, 1972 年生于江苏扬州, 哈尔滨工业大学深圳研究生院通信工程研究中心主任, 教授. 主要研究方向包括无线通信、生物医学电子、人工智能神经网络等.
E-mail: zqy @hit.edu.cn

(上接第 950 页)

- [5] W Lin, G. Sery. Role of source/drain junction on plasma induced gate charging damage in N MOSFET [J]. In Proc. 6th Int. Symp. 2001, P2ID: 112 - 115.
- [6] Jen-chou Tseng, Jen-rgwo Hwu. Oxide-Trapped Charges Induced by Electrostatic Discharge Impluse Stress [J]. IEEE Trans. Electron Devices, Jul 2007, 54(7) : 1666 - 1671.
- [7] S-Y Wang, c-ychin, P-R Jeng. Mechanisms and solutions to gate oxide degradation in flash memory by tunnel-oxide nitridation engineering [J]. IEEE Trans, Electron Device Lett., Jun. 2005, 26(6) : 363 - 365.
- [8] S Ma, Y Zhang. Gate induced drain leakage current enhanced by plasma charging damage [J]. IEEE Trans. Electron Devices, May 2001, 48(5) : 1006 - 1008.
- [9] W Lukaszek. Investigation of Electron-Shading Effects during High-Current Ion Implants 8th International Symposium on Plasma and Process-Induced Damage [DB/OL]. Corbeil-Essonnes, France, 2003.
- [10] 朱志炜, 郝跃, 张进城, 等. 离子体边缘损伤的横向分布测量 [J]. 西安电子科技大学学报 (自然科学版), 2002 (1) : 92 - 95.
- [11] S Daryanani, J Shields. Comparison of Implant Charging Results Obtained with QUANTOXR and CHARMR-2 [DB/OL].
- [12] C K Barlingay, R Yach, W Lukaszek. Mechanism of Charge Induced Plasma Damage to EPROM Cells During Fabrication of Integrated Circuits [DB/OL]. 7th International Symposium on Plasma and Process-Induced Damage, June 2002, Hawaii.