

稀疏多径信道下非相干 UWB-PPM 接收机的多区积分优化方法

吴建军 梁庆林 项海格

(北京大学电子学系卫星与无线通信实验室 北京 100871)

摘要: 基于能量检测的非相干超宽带(Ultra-WideBand, UWB)接收机具有硬件实现简单的特点, 但另一方面也存在误码性能不高的不利之处, 针对其积分区间进行优化调整是一种有效的误码性能提高手段。现有文献中关于积分区间的优化基本上都是基于单个积分区间的约束而进行的, 这不仅需要较大的优化搜索计算量, 并且也不容易达到真正意义上的最佳化误码性能。该文在推导非相干接收机的误码性能表达式及其小时频因子下修正公式的基础上, 进一步提出了多个子积分区间选择性优化组合的策略。数值分析结果表明, 在稀疏多径信道环境下多区优化的非相干接收机误码性能明显好于单区优化的结果。

关键词: 超宽带; 非相干接收机; 积分区间优化

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2168-05

Multiple Sub-intervals Integration Period Optimization for Noncoherent UWB-PPM Receiver in Sparse Multipath Channels

Wu Jian-jun Liang Qing-lin Xiang Hai-ge

(Satellite and Wireless Communications Lab, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: The non-coherent receiver is attractive for UWB system due to its implementation simplicity, which, however, is also accompanied with its performance degradation. As an effective optimization method, the integration interval selection is usually performed under the single-interval constraint among existed literatures, to the best knowledge of the authors, which not only results in large searching computation complexity but also could not reach the so-called optimal performance. In this paper, a multiple sub-intervals optimization method is proposed based on the derivation of closed-form BER performance expression of the non-coherent receiver and its corresponding modification under small time-bandwidth product condition. It is shown from the numerical results, that the BER performance of the multiple sub-intervals optimization method is obviously superior to the single-interval method, especially in those sparse multipath channels.

Key words: UWB; Noncoherent receiver; Integration interval optimization

1 引言

超宽带(Ultra-WideBand, UWB)技术是当前通信领域的一项热点研究技术, 按照其具体的实现方案, 大致可以分为基带冲激无线电(IR-UWB)、直接序列调制超宽带(DS-UWB)、正交频分复用超宽带(OFDM-UWB)3种基本技术体制。其中, 冲激无线电(Impulse Radio, IR)是一种采用极窄脉冲直接进行辐射方式的传统超宽带技术, 针对该技术的研究可以追溯自上个世纪的50-60年代。尽管冲激无线电方案最终未能成为IEEE 802.15.3a高速短距无线个域网(WPAN)标准的候选方案, 但由于其具有实现简单、低功耗、体积小等独特优点, 在一些低速无线数据应用方面具有极好的应用前景, 正日益引起广泛关注^[1]。

针对IR-UWB多径信号的检测方式, 目前基本上可以分为相干Rake接收、自相关接收、能量检测非相干接收3种主要类型^[2]。其中, 基于能量检测的非相干接收方式^[1, 3, 4]不

仅可以避免进行精确的信道估计, 而且一般只需要完成粗略的定时同步, 因此非常便于系统实现。不过由于传统的非相干接收机一般是在整个多径信号持续时间内进行能量积分, 往往会将那些信号成分小噪声分量甚至可能完全是噪声的部分区间的接收能量收集起来, 这就在一定程度上恶化了系统的误码性能。为了提高非相干接收机的误码性能, 一种最直接的手段就是针对其积分区间进行优化调整, 换句话说, 就是要排除掉那些噪声分量甚至完全是噪声的多径接收信号区段。

一些文献[4-7]对非相干接收机能量积分区间的优化进行了相应的分析讨论, 其中的文献[6,7]虽然是针对TR类信号自相关接收方式, 但相应的讨论也同样可以适用于能量检测类非相干接收机。不过这些文献的分析讨论基本上都是基于单个积分区间进行优化的, 事实上其优化结果对于那些密集多径信道(Dense Multipath Channel, DMC)是适用的, 但对于一些稀疏多径信道(Sparse Multipath Channel, SMC)^[8]来说, 采用单个积分区间进行优化并不容易获得有

效的性能提升。

针对这一问题,本文提出了基于多个子积分区间进行最佳优化组合的更普遍策略。在推导出非相干接收机误码性能表达式的基础上,针对小时频因子的情况进行了补偿修正,并进一步提出了多个子积分区间选择性优化组合的具体方法。本文在第2节进行了简单的系统描述,第3节针对小时频因子的情况进行了误码率公式修正,第4节提出了多区选择性优化的具体方法,第5节进行了相应的数值计算验证,最后是结束语。

2 系统描述

本文拟针对正交二进制UWB-PPM调制方式进行分析,并且假定相应的UWB系统是一个单用户系统,这样可以避免考虑多用户干扰以简化系统分析;UWB多径信道可以采用通常的离散时不变延迟线模型(Tapped Delay Line, TDL)来进行描述。相应的多径接收信号可以表示为

$$r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^L \alpha_l \sqrt{E_p} p_l(t - jT_f - c_j T_c - b_{j/N_s} \delta - \tau_l) + w(t) \quad (1)$$

其中 $p(t)$ 表示能量归一的窄脉冲辐射信号波形, $\sqrt{E_p}$ 为信号幅度, T_f 表示脉冲重复周期,即脉冲帧的宽度; $\{c_j\}$ 是TH码序列, T_c 为相应的TH码片间隔; b_{j/N_s} 为调制数据序列,其值为 $\{0,1\}$; δ 为PPM调制的位移量, N_s 为每符号的脉冲个数。为简化分析,假定每个调制符号只包含一个脉冲帧,即 $N_s=1$ 。另外有 $T_f \geq 2(T_p + \tau_{\text{dmax}})$,其中 T_p 是脉冲持续时间, τ_{dmax} 为最大信道时延扩展,因而无需考虑符号间干扰,即ISI的影响。此外,信道冲激响应假定由 L 个多径分量组成, $w(t)$ 是双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声,如果考虑非相干接收机的前置滤波器是单边通带带宽为 W 的理想低通滤波器,则相应的噪声功率为 $\sigma^2=N_0W$ 。

对于正交二进制PPM信号,可以采用差分能量检测的方式进行非相干接收,即

$$Z = Z_0 - Z_1 = \left[\int_0^{T_f/2} y^2(t) dt - \int_{T_f/2}^{T_f} y^2(t) dt \right] \frac{\eta_0}{\eta_1} \geq 0 \quad (2)$$

其中 $y(t)$ 为接收信号分量经过前置滤波器后的波形。

至于针对UWB-PPM多径接收信号的非相干接收机的误码性能表达式,可以通过虚拟采样近似原理^[9]以及中心极限定理下的高斯分布近似推导出来,相应的误码性能 P_e 可以渐近表示为

$$P_e = P\{Z|\eta_0 < 0\} = Q\left(1/\sqrt{KM(N_0/E_s)^2 + 2(N_0/E_s)}\right) \quad (3)$$

其中, $KM=WT_f=(T_f/2T_p) \cdot (T_p \cdot 2W)$, K 为半个符号帧周期(亦即积分区间)内所包含的可分辨多径分量数目,即 $K=T_f/2T_p$;而 M 为单个多径分量可被虚拟Nyquist采样的样点数目,即 $M=T_p \cdot 2W$ 。

本节中只是针对系统描述进行了简单的介绍,关于具体

的系统模型可以参见文献[10]。

3 小K值下误码性能的修正

从上节的误码性能表达式可以看出,在一定的信噪比条件下,多径信道的时延扩展越大,亦即 K 值越大,则误码性能越低。究其原因,本质上是由于把一些信号成分小噪声分量甚至完全是噪声分量的区段也纳入积分区间,造成了误码性能的恶化。基于这一认识,一种提高非相干接收机误码性能的措施,就是对积分区间进行优化选择,只采用少数能量集中的多径分量进行积分和判决。不过另一方面,这样会带来积分区间的压缩,从而影响到非相干接收机误码性能推导时大时频因子的高斯分布近似条件的合理性。

图1中分别给出了 K 为1,4,10,20等小数值情况下,根据非相干接收机误码性能式(3)所得到的理论计算曲线和相应的Monte-Carlo仿真结果曲线的对比情况。可以看出,当 K 值较小时两者之间存在着较大的偏差, K 值越小则偏差越大。

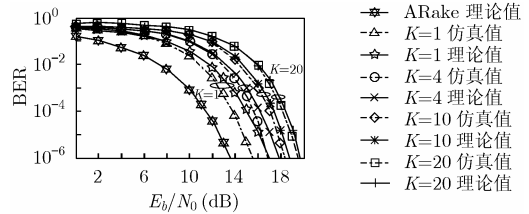


图1 小K值下非相干接收机误码率理论公式与仿真结果的偏差

为了进一步针对积分区间进行合理的优化分析,显然需要对上述的误码性能公式进行一定的修正。从图1中也可以看出,理论结果曲线相对于仿真曲线来说基本上都向右偏离, K 值越小时则偏离越远。因此一种简单的修正方法,就是针对每一个 K 值附加一个常量参数进行补偿。考虑到实用性,该常量在本文中可以根据误码率为 $P_e=1.0 \times 10^{-5}$ 时理论曲线和仿真曲线的差值获得。为了得到统一的表达式,本文对这些经验匹配参数值进行了相应的曲线拟合,通过试探发现当采用双指数函数进行拟合时,可以获得较好的拟合结果。相应的补偿参数及拟合结果如表1和图2所示。

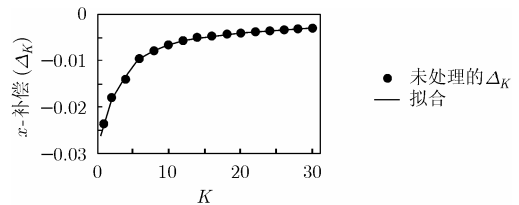


图2 误码性能公式补偿参数的拟合结果

经过补偿修正后的误码性能公式可以表示为

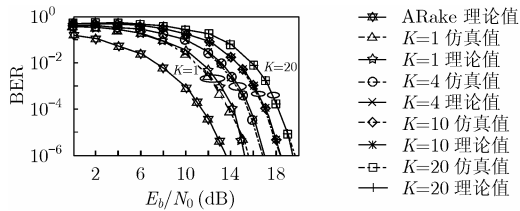
$$P_e \approx Q\left(1/\sqrt{KM(N_0/E_s)^2 + 2(N_0/E_s) + \Delta_K}\right) \quad (4)$$

其中补偿参数为 $\Delta_K = a \cdot \exp(b \cdot K) + c \cdot \exp(d \cdot K)$,相应的拟合系数值 a, b, c, d 可参见表1。

经过修正后的误码性能理论结果和仿真结果的对比如图3所示。从图中可以看出,两者的逼近程度获得了很大改善。需要注意的是,修正后的误码性能公式只适用于误码率

表 1 小 K 值下误码性能的补偿参数及其拟合结果

多径系数 K	1	2	4	6	8	10	12	14
补偿参数 Δ_K	-0.0240	-0.0180	-0.0140	-0.0096	-0.0080	-0.0066	-0.0056	-0.0050
多径系数 K	16	18	20	22	24	26	28	30
补偿参数 Δ_K	-0.0046	-0.0044	-0.0042	-0.0040	-0.0036	-0.0034	-0.0032	-0.0030
拟合结果: $f(x) = a \exp(b \cdot x) + c \exp(d \cdot x)$					拟合度			
a	b	c	d	SSE	R-square	Adj.R-sqr.	RMSE	
-0.02193	-0.301	-0.007495	-0.03086	2.219e-06	0.996	0.995	0.00043	

图 3 小 K 值下理论误码性能公式的修正结果

$P_e \geq 1 \times 10^{-6}$ 时的结果, 在此范围之外仍可能存在较大的偏差, 尤其是 $K=1$ 附近的数值。

4 多区积分的优化选择

积分区间优化选择的目的是为了提高非相干接收机的误码性能, 因此相应的优化准则就是使误码率达到最小。从非相干接收机误码性能公式(3)或修正公式(4)可以看出, 当噪声功率谱密度 N_0 一定时, 误码率同时与多径分量数目 K 及相应的信号能量 E_s 都有关系, 不能为了提高多径信号能量而单纯增大 K 值。由于误码率表达式 $P_e \sim Q(\cdot)$ 是一个单调下降的函数, 因此可以定义代价函数为

$$J(K, E_s) = 1 / \left[KM(N_0 / E_s)^2 + 2(N_0 / E_s) + \Delta_K \right] \quad (5)$$

而积分区间的优化准则可以表示为选择 $K^* = \arg \max_K J(K, E_s)$ 。

一般来说, 积分区间内所包含的信号能量 E_s 与多径分量数目 K 有一定的函数关系, 如果这一关系可以用显式的表达式表示, 则可以直接对代价函数 $J(K, E_s(K))$ 求极值来获得最佳积分区间闭式表达式。然而在 UWB 多径信道环境下, 这样的显式函数关系式一般并不存在, 而且不同的多径分量排列方式对应着不同的信号能量分布。其中最基本的两种多径分量排列方式为自然排列和降序排列方式。前者是按照多径分量到达顺序进行的排列, 而后者则是按照多径分量的能量或幅度由大到小进行的排列。不同的排列方式可以导出不同的优化搜索策略。

目前为止的相关文献中, 考虑到硬件实现的简单化, 基本上采用的是单区约束下的优化搜索方法, 即在多径分量的自然排列顺序下, 顺序搜索选择一个最佳的积分起始点和积分持续时间, 使得误码性能达到最大化, 这样的接收机可以称为单积分区间选择性非相干接收机 (Single Interval Selective-Non-coherent Receiver, SI-SNC)。然而在 UWB 多径信道环境下, 一般需要对不同的起始积分时刻和不同的

积分持续时间进行穷尽搜索和比较, 这样的计算量显然是非常大的。另一方面, 对于稀疏多径信道, 为了获得某些强多径分量的能量, 往往会包含不必要的弱多径分量, 因而这样产生的积分区间优化结果也往往不是真正意义上的最佳误码性能。

针对稀疏多径信道, 一种更好的搜索策略是按照多径分量能量或幅度的降序排列方式进行搜索, 这样可以排除强多径分量之间的较弱分量。这样的搜索方法产生的结果可能需要在多个不连续的区间进行积分, 因而会带来一定的硬件实现复杂度, 但在多径分量理想可分辨的条件下完全可以获得真正意义上的最佳误码性能, 并且比单积分区间优化搜索的运算量要有所减少。相对于单积分区间约束的优化方法, 本文中把后一种方法称为多积分区间优化方法, 相应的接收机可以称为多积分区间选择性非相干接收机 (Multiple Intervals-Selective Non-coherent Receiver, MI-SNC)。多积分区间优化算法的具体步骤为

- (1) 确定各多径分量的信号能量, 估计噪声功率;
- (2) 根据各多径分量的能量大小进行排序;
- (3) 选择最强的多径分量, 计算相应的代价函数;
- (4) 按多径分量的能量降序逐步增加多径分量数目, 计算相应的代价函数;
- (5) 如果当前代价函数比前一个组合的大, 则继续重复步骤(4); 否则结束搜索过程, 所获得的前一组合为最佳积分区间。

由于多积分区间优化的结果可能造成积分区间的不连续, 因此具体实现的时候可能需要多个并行的积分器方法, 这往往会增加系统硬件的复杂度。另一种替代方法是采用文献[10]中积分器积分区间模板控制信号方式, 相应的差分模板信号为 $\omega(t) = W(t) - W(t - \delta)$, 只需简单修改定义参考波形函数为 $W(t) = \sum_{k=1}^K \text{Rect}(t - t_k; T_{Wk})$, 其中 $\text{Rect}(t; \tau)$ 仍为单位幅度的矩形脉冲波形函数, 而 t_k, T_{Wk} 分别是第 k 个子积分区间的起始时刻和持续时间。

事实上, 考虑到系统实现的复杂度, 相应的 MI-SNC 可以采用更宽的子积分区间进行分析, 例如 $T_W = 10\text{ns}$ 。可以验证这样的子积分区间宽度下仍然能获得可靠有效的误码性能提升, 不过限于篇幅本文不作深入讨论。

5 数值分析及结果

为了验证上节中的多积分区间最佳优化结果的有效性, 本节中针对 SI-SNC 和 MI-SNC 的最佳优化结果的相应误码性能进行了数值分析对比。为了简化分析, 本文假定多径分量理想可分辨的条件, 即假定前述系统模型中的 1ns 多径分量是可以被分辨和处理的, 尽管在实际系统中存在一定的难度。其次, 从代价函数定义式(5)也可以看出, 积分区间的优化结果与噪声功率谱密度 N_0 或者输入信号的 E_b/N_0 有关, 不失一般性, 假设优化分析是在 $E_b/N_0=20\text{dB}$ 的条件下进行的。此外, 理想 LPF 的单边通带带宽 W 设定为 5.0GHz; 多径信道模型采用 IEEE 802.15.3a 定义针对室内短距无线通信的修正 Saleh-Valenzuela(S-V) 统计模型 CM1~CM4, 并且采用 1ns 的分辨率进行了重新量化。

针对 4 种信道实现 CM1-52, CM2-12, CM3-36 和 CM4-51, 采用单区积分和多区积分优化结果的非相干接收机(即SI-SNC和MI-SNC)的误码性能进行对比, 相应结果如图 4~图 7 所示。在误码率为 $P_e=1.0 \times 10^{-5}$ 的条件下, 图 4 中CM1-52 所对应的多区优化MI-SNC的误码性能比单区优化SI-SNC高 0.40dB, 比相干ARake接收差 4.76dB, 但比全路径非相干ANC接收高 4.76dB; 图 5 中CM2-12 所对应 MI-SNC 的误码性能比 SI-SNC 高 0.45dB, 比 ARake 差 4.99dB, 但比 ANC 高 4.67dB; 图 6 中 CM3-36 所对应 MI-SNC 的误码性能比 SI-SNC 高 1.46dB, 比 ARake 差 6.28dB, 但比 ANC 高 4.51dB; 图 7 中 CM4-51 所对应 MI-SNC 的误码性能比 SI-SNC 高 1.32dB, 比 ARake 差 7.48dB, 但比 ANC 高 4.31dB。

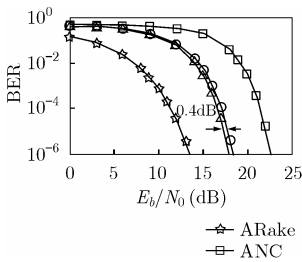


图 4 信道实现 CM1-52 下 MI-SNC 与 SI-SNC 性能比较

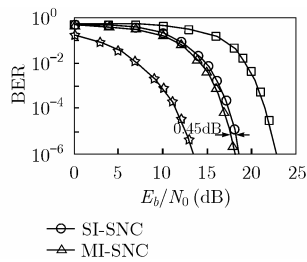


图 5 信道实现 CM2-12 下 MI-SNC 与 SI-SNC 性能比较

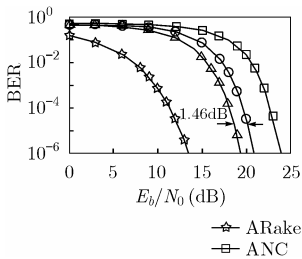


图 6 信道实现 CM3-36 下 MI-SNC 与 SI-SNC 性能比较

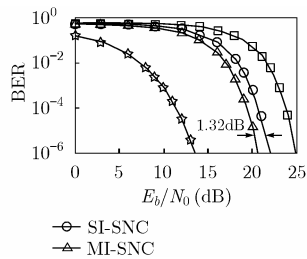


图 7 信道实现 CM4-51 下 MI-SNC 与 SI-SNC 性能比较

数值分析结果可以看出, 显然较之密集多径信道, MI-SNC 在稀疏多径信道下相对于 SI-SNC 获得的性能提升

较为明显。

6 结束语

基于能量检测的非相干接收机具有实现简单的特点, 但另一方面也存在误码性能较低的不利因素。对于非相干 UWB-PPM 接收机来说, 造成误码性能下降的主要原因是因为能量积分区间较宽因而引入了多余噪声分量。一种最基本的误码性能提升手段是对非相干接收机的积分区间进行优化, 选择信号成分较大的多径接收信号区段, 并排除掉那些噪声分量甚至完全是噪声的区段。

出于硬件实现简单化的考虑, 现有文献都是在单个积分区间的约束下进行优化。这样的优化策略一方面需要对不同的积分起始时刻和持续时间进行穷尽搜索, 另一方面也不是真正意义上的最佳性能优化, 尤其是在稀疏多径信道环境下。本文提出的多个积分区间选择性优化的策略, 由于采用多径分量强度从大到小的搜索方法而获得简化, 另一方面也可以获得真正意义上的最佳误码性能。仿真结果表明, 多积分区间优化的方法特别适合稀疏多径信道下的 UWB 非相干接收机, 可以获得约 1dB 以上的误码性能提升。

当然, 本文只是在理想条件下对多积分区间优化进行了分析, 考虑到具体实现中的困难, 如可实现的最小积分区间宽度等, 还需要对多区选择性非相干接收机进行进一步的分析 and 设计。

参考文献

- [1] Weisenhorn M and Hirt W. Robust noncoherent receiver exploiting UWB channel properties. 2004 International Workshop on Joint UWBST & IWUWBS, Kyoto, Japan, May 2004: 156-160.
- [2] Durisi G and Benedetto S. Performance of coherent and non-coherent receivers for UWB communications. ICC 2004, Paris, France, June 2004, vol.6: 3429-3433.
- [3] Paquelet S and Aubert L M. An energy adaptive demodulation for high data rates with impulse radio. 2004 IEEE Radio and Wireless Conference, Atlanta, USA, Sep. 2004: 323-326.
- [4] Sahin M E, Guvenc I, and Arslan H. Optimization of energy detector receivers for UWB systems. Proc. of IEEE VTC2005-Spring, Stockholm, Sweden, June 2005, vol.2: 1386-1390.
- [5] Akahori H, Shimazaki Y, and Kasamatsu A. Examination of the automatic integration time length selection system using PPM in UWB. 2004 International Workshop on Joint UWBST & IWUWBS, Kyoto, Japan, May 2004: 268-272.
- [6] Chao Y L. Optimal integration time for UWB transmitted reference correlation receivers. Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, California, USA, Nov. 2004, vol.1: 647-651.

- [7] Franz S and Mitra U. Integration interval optimization and performance analysis for UWB transmitted reference systems. 2004 International Workshop on Joint UWBST & IWUWBS, Kyoto, Japan, May 2004: 26-30.
- [8] Molisch A F, Foerster J R, and Pendergrass M. Channel models for ultrawideband personal area networks. *IEEE Wireless Communications Magazine*, 2003, 10(6): 14-21.
- [9] Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals. *Proc. IEEE*, 1967, 55(4): 523-531.
- [10] 吴建军, 梁庆林, 项海格. 非相干 UWB-PPM 接收机前置滤波器带宽的优化选择. *电子与信息学报*, 2007, 29(9): 2161-2167.
Wu Jian-jun, Liang Qing-lin, and Xiang Hai-ge. Optimization of pre-filtered passband width for noncoherent uwb-ppm receiver. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(9): 2161-2167.
- 吴建军: 男, 1968 年生, 在职博士生, 副教授, 从事通信理论、信号处理、系统实现等方面的研究, 主要研究方向包括扩频/跳频通信、卫星通信、超宽带通信等.
- 梁庆林: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 从事通信理论、系统实现等方面的研究, 主要研究方向包括扩频通信、跳频通信、卫星通信等.
- 项海格: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 从事通信理论、信号处理等方面的研究, 主要研究方向包括信道编码、扩频通信、卫星通信、无线通信等.