

非相干 UWB-PPM 接收机前置滤波器带宽的优化选择

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: 由于硬件实现简单, 基于能量检测的非相干超宽带(Ultra-Wideband, UWB)接收机对一些低速数据应用具有较大的吸引力, 但另一方面也存在误码性能不高的不利之处, 影响其性能的两个主要因素是能量积分时间和前置滤波器带宽选择。该文针对非相干接收机前置滤波器产生的多径分量干扰的影响进行了分析, 并在推导出接收机误码性能闭式表达式的基础上对滤波器带宽的优化选择进行了分析。结果表明, 在信道模型 CM1~CM4 下, 前置滤波器产生的多径分量干扰平均来说对其输出能量的影响很小, 并且一般来说存在一个最佳的滤波器带宽值。此外, 在实际系统设计中采用高斯窄脉冲宽度倒数的 2 倍, 或者脉冲信号的-3dB 或-10dB 带宽作为准最佳的滤波器带宽值基本上可以满足设计的优化需求, 相应的误码性能损失约为 0.5dB 以内。

关键词: 超宽带; 非相干接收机; 前置滤波器; 通带带宽优化

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2161-07

Optimization of Pre-filter Passband Width for Noncoherent UWB-PPM Receiver

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

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

Abstract: The noncoherent receiver is attractive for UWB system implementation in lower data rate applications due to its simplicity for implementation, which, however, is accompanied with the performance degradation. There are some factors that affect the performance of noncoherent receiver, among which is the selection of the pre-filter passband width. In this paper, the inter-path interference incurred by the pre-filter is analyzed numerically and statistically, and the optimal passband widths are analyzed as well based on the derivation of closed-form BER performance expression. It is shown that, the impact of IPI due to the pre-filter is insignificant to noncoherent receiver, and there exist different optimal pre-filter passband widths for different channels and input SNRs. However, the -3dB/-10dB bandwidth of the Gaussian pulse, as well as 2 times of the pulse width reciprocal, could be treated as a suboptimal filter bandwidth, which would only result in a lightly performance degradation.

Key words: UWB; Noncoherent receiver; Pre-filter; Passband width 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, 其中的冲激无线电(Impulse Radio, IR)是传统意义上的超宽带技术, 这是一种采用极窄脉冲直接辐射方式进行传输的无线电技术。由于具有实现简单、体积小、低功耗、低成本等优点, 因此冲激无线电超宽带技术在一些低速无线数据应用方面, 如射频鉴识、定位、控制、传感网络等, 具有良好的应用前景^[1]。

针对IR-UWB多径信号的检测, 大致可以分为相干Rake接收、自相关/差分相关接收、能量检测非相干接收 3 种类型^[2]。一般来说, 前面两种接收机尤其是Rake相干接收机在理想条件下能获得很好的误码性能, 但它们在系统进行理想条件时通常要求非常精确的时钟定时估计和(或)信道状态估计结果, 都存在一定的系统硬件实现复杂度。而基于能量检测的非相干接收机^[1, 3, 4]不仅可以避免进行精确的信道估

计, 并且一般只需要完成粗略的定时同步, 所以比较便于系统实现。但是, 这种系统实现的低复杂度是以其误码性能的下降为代价的, 影响其性能的两个主要因素是其能量积分时间和前置滤波器带宽的选择。由于UWB多径接收信号的持续时间较长, 传统的非相干接收机一般是在整个脉冲符号持续时间内进行能量积分, 往往会将那些信号成分小、噪声分量甚至有时完全是噪声的部分收集起来, 这就在一定程度上恶化了系统的误码性能, 因此需要进行相应的优化选择, 但这不是本文的考虑重点。另一方面, 相应的前置滤波器带宽设置也需要进行优化选择, 如果滤波器带宽过宽, 虽然可以保持输入信号的波形和能量, 但是却可能引入过大的噪声功率; 反之, 如果滤波器带宽选择过窄, 尽管可以减少噪声功率的输入, 但是与此同时也造成输入信号能量的衰减, 也可能得不到最佳的误码性能。

目前为止尚没有文献针对这一问题进行具体分析。本文在推导出非相干接收机误码性能闭式表达式的基础上, 针对前置滤波器通带带宽的影响进行了数值计算分析, 给出了不

同信道模型及不同信噪比条件下相应的最优化滤波器带宽结果,并提出了实用系统的前置低通滤波器通带带宽最佳选择值。本文在第2节引入了系统模型,第3节推导了非相干接收机的闭式误码性能公式,第4节针对前置滤波器带宽的影响进行了分析,第5节进行了相应的数值计算和结果分析讨论,最后是结束语。

2 系统模型

在UWB系统分析中,通常采用高斯脉冲波形及其高次微分波形作为基本的信号模型。本文针对高斯脉冲波形及其相应一次和二次微分波形进行分析,具体的信号波形可分别表示为

$$\left. \begin{aligned} p_{G0}(t) &= \frac{1}{\sqrt{\tau_\sigma \sqrt{\pi}}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau_\sigma}\right)^2\right] \\ p_{G1}(t) &= \frac{2}{\sqrt{2\tau_\sigma \sqrt{\pi}}} \left(\frac{t}{\tau_\sigma}\right) \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau_\sigma}\right)^2\right] \\ p_{G2}(t) &= \frac{2}{\sqrt{3\tau_\sigma \sqrt{\pi}}} \left[1 - \left(\frac{t}{\tau_\sigma}\right)^2\right] \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau_\sigma}\right)^2\right] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中的常数因子 $1/\sqrt{\tau_\sigma \sqrt{\pi}}$, $2/\sqrt{2\tau_\sigma \sqrt{\pi}}$, $2/\sqrt{3\tau_\sigma \sqrt{\pi}}$ 分别是用于保证相应脉冲信号的能量归一化,即 $\int_{-\infty}^{\infty} p^2(t)dt = 1$; τ_σ 是与脉冲宽度有关的参数,一般来说,脉冲宽度约为 $7\tau_\sigma$ 。

本文主要考虑 TH-PPM 方式的正交调制信号,并且假定所涉及的 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。相应的发送信号可以表示为

$$s_{tr}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_p} p(t - jT_f - c_j T_c - b_{[j/N_s]}\delta) \quad (2)$$

其中 $p(t)$ 表示能量归一化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。不失一般性,假定每个调制符号只包含一个脉冲帧,即 $N_s=1$ 。并且有 $T_f \geq 2(T_p + \tau_{dmax})$, 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。

接收天线输出的 UWB 信号波形可以表示为 $r(t) = r_s(t) + w(t)$, 其中 $w(t)$ 是双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声, $r_s(t)$ 是发送信号通过多径衰落信道后的信号波形,可以表示为

$$r_s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K \alpha_k \sqrt{E_p} p_k(t - jT_f - c_j T - b_j \delta - \tau_k) \quad (3)$$

其中信道冲激响应由 K 个多径分量组成,分别具有增益 α_k 和时延 τ_k , 并且满足 $\tau_1 < \tau_2, \dots, \tau_K$; 而 $p_k(t)$ 是第 k 个路径的脉冲波形。在性能分析中,采用的 UWB 多径信道统计模型是 IEEE 802.15.3a 定义针对室内短距无线通信的修正 Saleh-Valenzuela (S-V) 模型 CM1~CM4^[5]。这是一种基于多径簇

到达的信道统计模型,各多径分量的幅度服从对数正态分布,极性均匀分布。此外为了进行性能对比,本文中的信道模型不考虑路径损耗和由阻挡物引起的阴影衰落效应,并且对不同信道的冲激响应进行了相应的能量归一化处理。

3 非相干接收机性能分析

3.1 接收机结构

针对上述经过正交 PPM 调制的 UWB 接收信号,采用广义似然比检验 (General Likelihood Ratio Test, GLRT) 的方法^[6],把接收到的信号分量当作能量有限的未知确定性信号,并且将相应波形的最大似然估计 (MLE) 结果代入到似然函数中,这样可以推导出基于能量差分检测的准最佳接收机结构,即

$$\mathcal{Z} = \mathcal{Z}_0 - \mathcal{Z}_1 = \left[\int_0^{T_f/2} y^2(t)dt - \int_{T_f/2}^{T_f} y^2(t)dt \right] \underset{\mathcal{H}_1}{\overset{\mathcal{H}_0}{\geq}} 0 \quad (4)$$

式(4)可以进一步改写为更灵活的结构,即 $\mathcal{Z} = \int_0^{T_f} \omega(t) \cdot y^2(t)dt \underset{\mathcal{H}_1}{\overset{\mathcal{H}_0}{\geq}} 0$, 其中 $\omega(t) = \text{Rect}(t; T_f/2) - \text{Rect}(t - T_f/2; T_f/2)$ 为一个脉冲符号帧周期内采用的差分模板信号,而单位幅度脉冲波形函数为 $\text{Rect}(t; T_W) \triangleq U(t) - U(t - T_W)$ 。

显然,这是基于能量差分检测的非相干接收机模型,其结构框图如图1所示。该接收机中包括前置滤波器、平方器、模板相乘器、积分器、采样器以及判决器,其中采用前置滤波器的目的是为了提高输入信噪比。

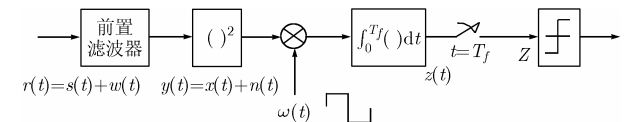


图1 具有差分模板信号的非相干接收机功能框图

3.2 误码性能分析

假定可以获得粗略同步,则可以无需考虑 TH 码的影响。此外为简化分析,本文只给出前置滤波器为理想低通滤波器情形的推导,事实上对于理想带通滤波器的情形也可以得到相同的分析结果。假定滤波器的单边通带带宽为 W , 则噪声功率为 $\sigma^2 = N_0 W$, 同时假设滤波器的输入信号能量为 E_s , 其输出信号(亦即平方器的输入信号)能量为 E_x 。根据文献^[7]的近似结果,当假设 \mathcal{H}_0 为真,亦即发送符号为 '0' 时,能量检测器在前后半个符号帧周期的输出随机变量可以分别表示为

$$\mathcal{Z}_0|_{\mathcal{H}_0} \cong \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{WT_f} (x_i + n_{0,i})^2, \quad \mathcal{Z}_1|_{\mathcal{H}_0} \cong \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{WT_f} (n_{1,i})^2 \quad (5)$$

其中 $\{x_i\}$ 和 $\{n_{0,i}\}$, $\{n_{1,i}\}$ 分别是接收信号波形经过低通滤波器后的信号分量 $s(t)$ 和噪声分量 $n(t)$ 在 Nyquist 采样率下的虚拟等效采样点值,并且其中 $\{n_i\}$ 是相互独立的高斯变量。显然,上述的两个输出随机变量都是服从 $KM = WT_f$ (时间-带宽乘积因子,简称时频因子)个自由度的非中心及中心 χ^2 分布^[8], 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

$K = T_f / 2T_p$; M 为单个多径分量可被Nyquist采样的样点数目, 即 $M = T_p \cdot 2W$ 。相应的随机变量概率密度函数可以表示为

$$\left. \begin{aligned} p_0(z) &= \frac{1}{2N_0W} \left(\frac{z}{E_x} \right)^{(KM-2)/4} e^{-(z+E_x)/N_0} I_{(KM-2)/2} \left(\frac{2\sqrt{zE_x}}{N_0} \right) \\ p_1(z) &= \frac{1}{N_0\Gamma(KM/2)} \left(\frac{z}{N_0} \right)^{(KM-2)/2} e^{-z/N_0} \end{aligned} \right\} (6)$$

其中 $I_n(x)$ 是第一类 n 阶修正Bessel函数, $\Gamma(x)$ 是Gamma函数。相应的均值和方差可以分别表示为

$$\left. \begin{aligned} \mu_0 &= \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{WT_f} (\sigma^2 + x_i^2) = \frac{KMN_0}{2} + E_x \\ \sigma_0^2 &= \frac{1}{(2W)^2} \sum_{i=1}^{WT_f} (2\sigma^4 + 4\sigma^2 x_i^2) = \frac{KMN_0^2}{2} + 2N_0E_x \\ \mu_1 &= \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{WT_f} \sigma^2 = \frac{KMN_0}{2} \\ \sigma_1^2 &= \frac{1}{(2W)^2} \sum_{i=1}^{WT_f} 2\sigma^4 = \frac{KMN_0^2}{2} \end{aligned} \right\} (7)$$

其中 E_x 是平方器输入信号在前半积分区间 $[0, T_f/2)$ 或者后半积分区间 $[T_f/2, T_f)$ 范围内的能量。考虑到发送符号的等概率性, 这样误码性能可以表示为 $P_e = P\{Z_0|_{\tau_0} - Z_1|_{\tau_0} < 0\}$ 。由于 $Z_0|_{\tau_0}$ 和 $Z_1|_{\tau_0}$ 分别服从非中心和中心 χ^2 分布, 并不容易直接推导出 P_e 的闭式表达式。但是, 当自由度 KM 足够大时, 根据中心极限定理, $Z_0|_{\tau_0}$ 和 $Z_1|_{\tau_0}$ 近似服从高斯分布 $\mathcal{N}(\mu_0, \sigma_0^2)$ 和 $\mathcal{N}(\mu_1, \sigma_1^2)$, 而它们的差值 $Z|_{\tau_0} = Z_0|_{\tau_0} - Z_1|_{\tau_0}$ 也近似服从高斯分布 $\mathcal{N}(\mu_z, \sigma_z^2)$, 其中

$$\left. \begin{aligned} \mu_z &= \mu_0 - \mu_1 = E_x \\ \sigma_z^2 &= \sigma_0^2 + \sigma_1^2 = KMN_0^2 + 2N_0E_x \end{aligned} \right\} (8)$$

这样, 可以求得误码性能 P_e 的渐近表达式, 即

$$\begin{aligned} P_e &= P\{Z|_{\tau_0} < 0\} = Q\left(\frac{\mu_z}{\sigma_z}\right) \\ &= Q\left(\frac{1}{\sqrt{KM(N_0/E_x)^2 + 2(N_0/E_x)}}\right) \end{aligned} (9)$$

4 前置滤波器带宽优化选择

在针对UWB-PPM信号的非相干接收机中, 前置滤波器的通带带宽设置会在一定程度上影响其误码性能。对于能量检测非相干接收机而言, 接收端的前置滤波器主要是为了降低噪声功率以提高输入信噪比, 并不要求严格的滤波器响应设计, 例如波形匹配或升余弦滚降等。但是前置滤波器一方面在降低噪声功率的同时, 也会对信号分量造成一定的影响, 因此需要对滤波器的带宽选择进行优化设计。

4.1 滤波器带宽的影响

UWB冲激窄脉冲是一种具有极宽频带的信号, 按照美国联邦通信委员会(FCC)的定义, 对于绝对带宽(-10dB带宽) ≥ 500 MHz, 或者带宽比 $\geq 20\%$ 的信号, 即可认为是

超宽带信号。图2中给出了单个高斯脉冲(1ns)的能量谱密度分布图, 其-10dB单边通带带宽 W 约为1.7GHz, -3dB单边通带带宽 W 约为0.9GHz。

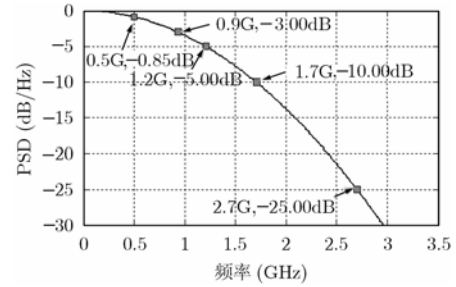


图2 高斯窄脉冲的能量谱密度分布

在上节的误码性能分析过程中, 我们假定选择 W 足够大, 例如 $W=5.0$ GHz, 这样经过滤波器后的信号分量可以认为基本不变, 其能量也基本上与滤波器的输入信号分量的能量相等。但是, 这样的带宽选择会增加经过滤波器后的噪声功率, 从而降低接收机误码性能; 另一方面, 对基于能量检测的非相干接收机而言, 经过滤波器后的信号分量并不需要保持原有波形, 因此可以考虑进一步压缩前置滤波器的带宽。

图3示出了单个高斯窄脉冲分别经过单边通带带宽为 $W=5.0$ GHz, 2.5 GHz, 1.5 GHz, 1.0 GHz的理想低通滤波器的波形变化情况。显然, 如果考虑压缩前置滤波器的带宽, 首先会降低滤波器输出信号的能量, 图3中4种滤波器带宽情形下信号能量分别变为原高斯脉冲能量的1.0000, 0.9982, 0.9356, 0.7820; 其次, 压缩滤波器的带宽会造成脉冲波形的失真和扩展, 正如图3中所示, 滤波器带宽越窄则波形失真越严重。尽管对于能量检测非相干接收机来说, 脉冲的形状对其误码性能没有实质性的影响, 但是在多径信道环境尤其是深多径信道环境下, 脉冲波形的扩展会造成接收信号在邻近多径分量之间产生混叠干扰, 即多径分量干扰(Inter-Path Interference, IPI), 最终也会造成接收信号的能量变化, 产生对非相干接收机误码性能的影响。

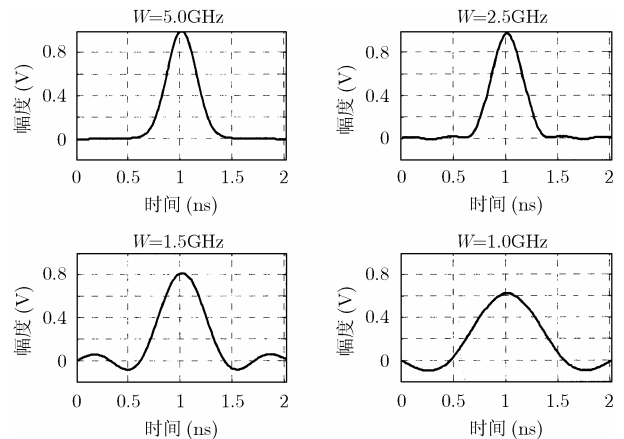


图3 高斯窄脉冲经过不同滤波器后的波形失真

4.2 滤波器带宽优化选择的考虑

为了进一步定性分析滤波器带宽的影响, 利用等式 $KM=WT_f$, 把式(9)改写为

$$P_e = Q\left(\frac{E_x}{\sqrt{WT_f N_0^2 + 2N_0 E_x}}\right) \quad (10)$$

当输入信噪比 E_s/N_0 不是很高时(例如, $< 30\text{dB}$), 接收机的误码率表达式可以近似为

$$P_e \cong Q\left(\frac{E_x}{N_0 \sqrt{WT_f}}\right) = Q\left(C \frac{E_x}{\sqrt{W}}\right) \quad (11)$$

由于高斯白噪声功率谱密度 $N_0/2$ 和脉冲符号帧长度 T_f 都是常量, 这样可以更直接地看出信号能量及滤波器带宽对误码性能的影响, 其中滤波器带宽的变化要经过开平方根才能对误码性能施加影响。

以高斯脉冲波形为例, 考虑前置滤波器带宽变化的两种极端情形。其一是当前置滤波器带宽较宽时, 例如 W 从 5.0GHz 变化到 2.5GHz 时, 可以认为信号波形失真很小, 经过滤波器后信号能量变化不大, 即 $E_x \approx E_s$ 。考虑到误码率 $P_e \sim Q(\cdot)$ 是一个单调下降函数, 这样随着滤波器带宽的减小, 误码率也会随之单调下降, 性能变好。另一种情形是当滤波器带宽变得较小时, 例如 $W < 1.0\text{GHz}$, 此时可以近似认为高斯脉冲的能量谱密度曲线变为平坦的直线, 如图 2 所示。如果从定性的角度出发暂时不考虑多径分量间的混叠干扰, 则信号能量可以近似表示为 $E_x \approx S_0 W$, 从而接收机的误码率可以近似为

$$P_e \cong Q\left(\frac{CS_0 W}{\sqrt{W}}\right) = Q\left(C' \sqrt{W}\right) \quad (12)$$

这样随着滤波器带宽的减小, 误码率也会随之单调上升, 性能变差。综合这两种极端情形可以看出, 滤波器带宽在这两者之间必然存在一个拐点, 使得误码性能达到最佳。

当然, 滤波器最优带宽的选取与输入信噪比(或者噪声功率谱密度 $N_0/2$)也是有关系的。如果输入信噪比 E_s/N_0 很高(例如, $\geq 40\text{dB}$), 则接收机的误码率表达式可以近似为 $P_e \cong Q\left(\sqrt{E_x}/(2N_0)\right)$ 。这时候可以选择较大的滤波器带宽, 使得滤波器输出的信号能量 E_x 尽可能接近输入信号能量 E_s 。

无论如何, 由于 E_x 与 W 之间并没有一个显式函数关系式, 因此也就无法推导出一个闭式的最佳滤波器带宽表达式, 只能通过适当的数值计算来进行分析。

5 数值分析结果及讨论

限于篇幅, 本节主要针对高斯脉冲信号进行分析讨论, 而对于高斯一、二次微分脉冲信号则直接给出误码性能分析的结果。不失一般性, 在相应的数值计算分析中采用持续时间为 1ns 的脉冲波形, 并且设置 PPM 脉冲符号帧的宽度设为 $T_f = 2(T_p + \tau_{dmax})$, 同时对现有采样分辨率为 0.167ns 的信道模型冲激响应实现进行了采样分辨率为 1ns 的重新量化, 这样得到的 CM1~CM4 各 100 个新的冲激响应实现中, 最大时延扩展分别为 114ns , 122ns , 219ns 和 360ns 。在针对具

体信道实现进行的分析中, 我们选择的典型信道实现为 CM1-52 和 CM4-51。

5.1 多径分量干扰分析

信道 CM1-52 和 CM4-51 下的 UWB 多径接收信号经过理想低通滤波器后的信号波形如图 4 和图 5 所示, 3 种滤波器单边通带带宽分别为 $W=2.5\text{GHz}$, 1.5GHz 和 0.5GHz 。从图中可以看出, 随着滤波器带宽逐渐变小, UWB 多径信号的幅度也相应变小, 并且出现了多径分量之间相互混叠失真的现象, 信号波形变得越来越圆滑。

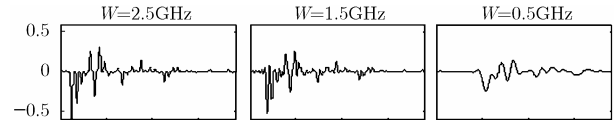


图 4 信道实现 CM1-52 下多径接收信号在不同前置滤波器带宽下的波形混叠及失真

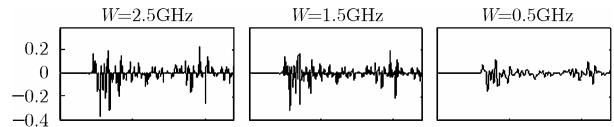


图 5 信道实现 CM4-51 下多径接收信号在不同前置滤波器带宽下的波形混叠及失真

为了进一步分析多径分量之间干扰的影响, 我们针对信道模型 CM1~CM4 的各 100 个实现下, 经过不同带宽的低通滤波器后的能量变化进行统计, 所得结果如表 1 所示。表中 E_{P_LPP} 表示单个前述高斯脉冲经过低通滤波器后的归一化能量, 亦即多径接收信号不考虑 IPI 时的归一化能量, $E_{\text{mean_IPI}}$ 表示相应 4 种信道模型各 100 个实现下的多径接收信号经过低通滤波器后的平均归一化能量, σ_{E_mean} 表示相应的标准偏差, $|\Delta_E|$ 表示考虑 IPI 时的平均信号能量与未考虑 IPI 时信号能量的差值, 也反映了 IPI 对能量变化的影响程度。从表中可以看出, 无论计算 IPI 与否, 经过滤波器后的信号能量都随着滤波器的带宽减小而减小, 尤其在窄的带宽处, 例如 $W \leq 0.5\text{GHz}$, 信号能量近似与带宽成正比, 这与上节的预期结果相符。此外, 在窄的滤波器带宽处, 计入 IPI 的多径信号能量的波动偏差也变大, 例如 $W = 0.1\text{GHz}$ 时, 而带宽较大时则能量波动不显著, $W \geq 0.5\text{GHz}$ 时。最为重要的是, 与未计入 IPI 影响的信号能量相比, IPI 造成的平均能量变化差别不大, 4 种信道模型下它们之间的差值都小于 1%, 这主要是由于上述信道模型下多径信道分量正负幅值分布的均匀随机性, 使得 IPI 引起的混叠干扰对能量变化的影响相互抵消的缘故。因此, 多径接收信号经过前置低通滤波器后基本上可以用未计入 IPI 影响的高斯脉冲信号能量结果进行分析。IPI 对滤波器输出信号能量的较小影响也进一步说明了非相干接收机所具有的抗多径分量干扰能力。

表1 各信道模型下经过前置低通滤波器后的信号能量变化统计表

信道模型	信号能量统计	5.0GHz	3.8GHz	2.5GHz	2.1GHz	1.5GHz	1.0GHz	0.5GHz	0.1GHz
CM1	E_{P_LPF}	1.0002	1.0002	0.9982	0.9906	0.9356	0.7820	0.4617	0.0979
	E_{mean_IPI}	0.9985	0.9998	1.0019	0.9906	0.9379	0.7809	0.4664	0.0912
	σ_{E_mean}	0.0102	0.0025	0.0118	0.0003	0.0063	0.0169	0.0112	0.0650
	$ A_E $	0.0018	0.0004	0.0037	0.0001	0.0022	0.0011	0.0047	0.0068
CM2	E_{P_LPF}	1.0002	1.0002	0.9982	0.9906	0.9356	0.7820	0.4617	0.0979
	E_{mean_IPI}	0.9977	0.9996	0.9997	0.9906	0.9379	0.7781	0.4670	0.1076
	σ_{E_mean}	0.0070	0.0017	0.0076	0.0002	0.0045	0.0150	0.0085	0.0502
	$ A_E $	0.0025	0.0006	0.0015	0.0000	0.0023	0.0039	0.0053	0.0097
CM3	E_{P_LPF}	1.0002	1.0002	0.9982	0.9906	0.9356	0.7820	0.4617	0.0979
	E_{mean_IPI}	0.9990	0.9999	1.0007	0.9905	0.9376	0.7803	0.4645	0.0978
	σ_{E_mean}	0.0075	0.0019	0.0084	0.0002	0.0046	0.0141	0.0109	0.0529
	$ A_E $	0.0012	0.0003	0.0025	0.0001	0.0019	0.0017	0.0027	0.0002
CM4	E_{P_LPF}	1.0002	1.0002	0.9982	0.9906	0.9356	0.7820	0.4617	0.0979
	E_{mean_IPI}	0.9974	0.9995	1.0005	0.9906	0.9384	0.7778	0.4672	0.1050
	σ_{E_mean}	0.0050	0.0012	0.0062	0.0001	0.0030	0.0111	0.0071	0.0402
	$ A_E $	0.0028	0.0007	0.0023	0.0001	0.0027	0.0041	0.0054	0.0071

5.2 滤波器带宽优化分析

为了进一步确定滤波器的优化带宽, 根据误码性能式(10), 可以定义代价函数为 $Y(W) = E_x / \sqrt{WT_f N_0^2 + 2N_0 E_x}$, 显然, Y值越大则误码性能越高, 最佳的滤波器带宽就是具有最大Y值的W值。事实上, 由于 E_x 不存在关于W的显式表达式, 因而无法求出最佳W值的闭式表达式。本文只进行相应的数值分析, 具体来说, 将W值从0.1GHz至5.0GHz以0.1GHz为步进值, 计算不同W值下具体信道模型实现的多径接收信号能量, 从而可以在数值上获得Y值与W值的关系曲线。为了针对不同输入信噪比对滤波器带宽优化值的影响进行分析, 本节选取了输入信噪比 $E_s/N_0 = 10\text{dB}, 20\text{dB}, 30\text{dB}$ 3个数值进行计算。

针对两个具体信道实现CM1-52和CM4-51下的数值分析结果如图6和图7所示, 图中分别包含了信号能量计入和不计入IPI时的代价函数曲线, 以及两种情况下的信号能量变化曲线。从图中可以看出, 首先, 信号能量计入和不计入IPI时的两组能量变化曲线及相应的代价函数曲线重合度很高, 所得到的最优滤波器带宽也基本相同或接近, 说明IPI对非相干接收机误码性能的影响很小, 完全可以采用不计入IPI的信号能量进行相应的分析。其次, 在同一种信道实现下不同的输入信噪比具有不同的最优滤波器带宽W, 总体来说随着 E_s/N_0 的增加而增大。此外不同的信道实现下滤波器最优带宽值稍有差别, 但总的来说, 在所述输入信噪比范围内最优前置滤波器带宽W值在1.0~2.0GHz之间。

5.3 误码性能分析

首先考虑高斯脉冲信号波形的情形。根据误码率式(10)以及上面所获得的前置滤波器最佳带宽数值, 本文针对两个具体信道实现CM1-52和CM4-51下非相干接收机的误码性能进行了分析, 结果如图8和图9所示。分析过程中采用的信号能量 E_x 为计入IPI影响的实际多径信号能量, 并且考虑了低通滤波器带宽为 $W = 0.5\text{GHz}$ (较窄带宽), 0.9GHz (-3dB带宽), 1.7GHz (-10dB带宽), 2.7GHz (-25dB带宽), 5.0GHz (较宽带宽), $E_s/N_0 = 20\text{dB}$ 时的最优滤波器带宽 (CM1-52为1.2GHz, 而CM4-51为1.3GHz) 6种情况。从

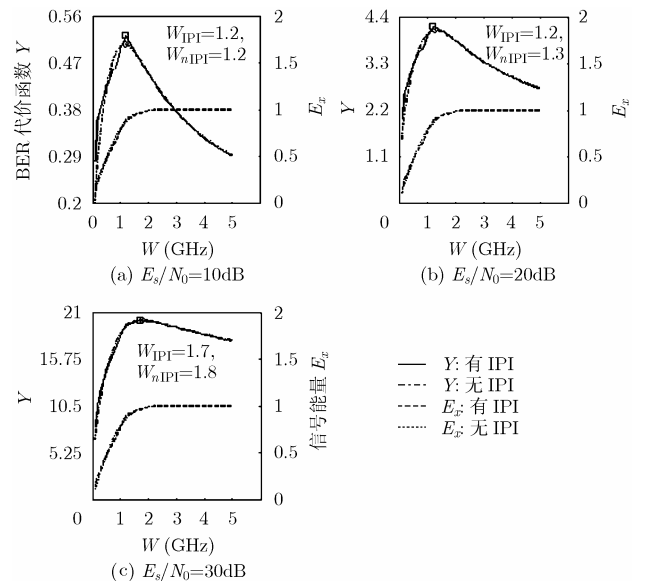


图6 CM1-52下最优前置滤波器带宽选择的代价函数曲线

图中可以看出, 在滤波器带宽从小到大的变化过程中, 误码率从低到高再到低, 说明存在一个误码性能的滤波器带宽拐点, 也就是说, 存在一个相应的滤波器最优带宽值。从图中还可以看出, 不同的滤波器带宽选择在误码率为 $P_e=1 \times 10^{-5}$ 时所需的信噪比 E_s/N_0 差值, CM1-52 下约为 1.97dB, CM4-51 下约为 2.14dB。相应滤波器带宽在 2GHz 左右基本上满足要求, 与最优带宽值相比性能损失不大。

对于高斯一次和二次微分信号波形, 由于不存在直流成分, 因此除了考虑采用低通滤波器外, 还需要考虑采用带通滤波器的情形。在相应的性能分析中考虑了低通滤波器带宽为 $W=1.1\text{GHz}/1.6\text{GHz}$ (谱峰值处带宽。前者为高斯一次微分脉冲情形, 后者为高斯二次微分脉冲情形, 以下均同), 1.8GHz/2.3GHz(-3dB 带宽), 2.5GHz/2.9GHz(-10dB 带宽), 3.4GHz/3.8GHz(-25dB 带宽), 6.0GHz(较宽带宽)以及带通滤波器带宽为 0.6GHz~1.8GHz/1.0GHz~2.3GHz(-3dB带宽), 0.2GHz~2.5GHz/0.6GHz~2.9GHz(-10dB带宽)等 7 种情况。误码性能的分析结果如图 10~图 13 所示, 同样可以看出存在一个误码性能的滤波器带宽拐点。两种信号波形的不同滤波器带宽选择在误码率为 $P_e=1 \times 10^{-5}$ 时所

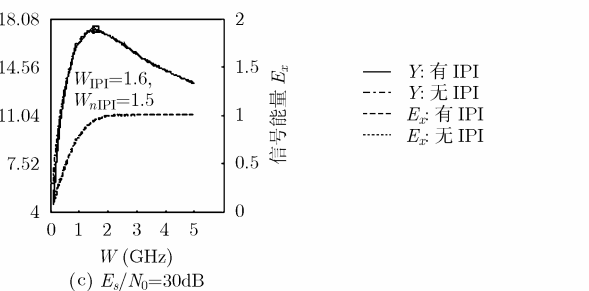
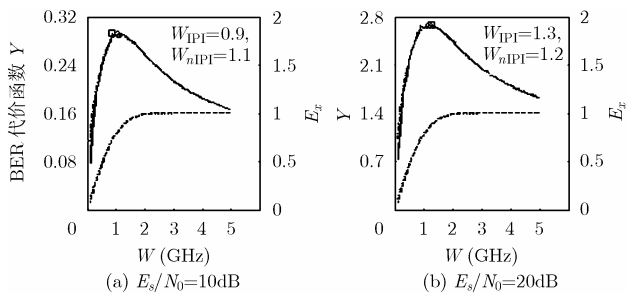


图 7 CM4-51 下最优前置滤波器带宽选择的代价函数曲线

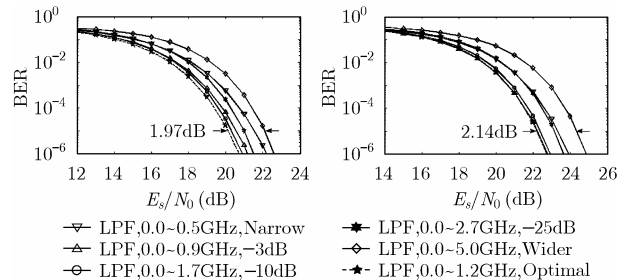


图 8 非相干接收机在高斯脉冲信号波形, CM1-52 及不同滤波器带宽下的误码性能比较

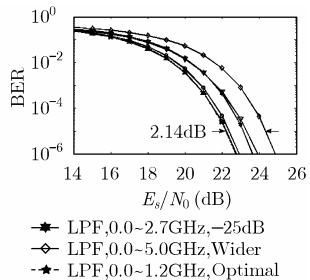


图 9 非相干接收机在高斯脉冲信号波形, CM4-51 及不同滤波器带宽下的误码性能比较

需的信噪比 E_s/N_0 差值, CM1-52 下约为 1.94dB 和 2.97dB, CM4-51 下约为 2.63dB 和 2.70dB。此外, 带通滤波器设置相对于同样条件下的低通滤波器设置优势并不明显, 相应带宽在 2GHz 左右基本上可以满足要求。

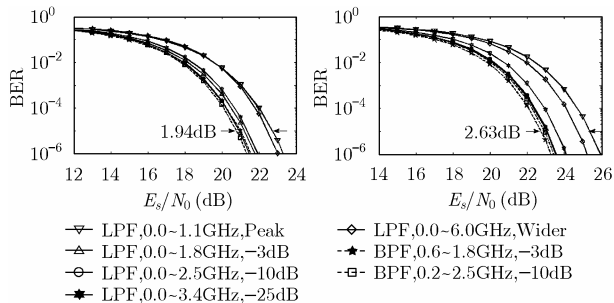


图 10 非相干接收机在高斯一次微分脉冲, CM1-52 及不同滤波器带宽下的误码性能比较

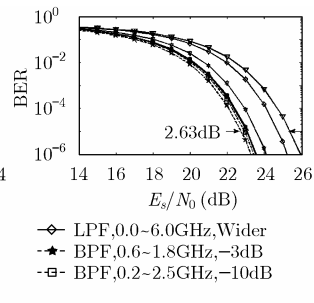


图 11 非相干接收机在高斯一次微分脉冲, CM4-51 及不同滤波器带宽下的误码性能比较

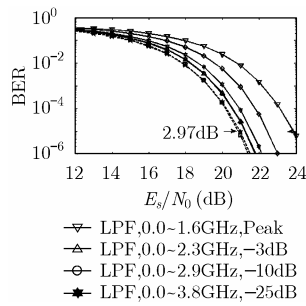


图 12 非相干接收机在高斯二次微分脉冲, CM1-52 及不同滤波器带宽下的误码性能比较

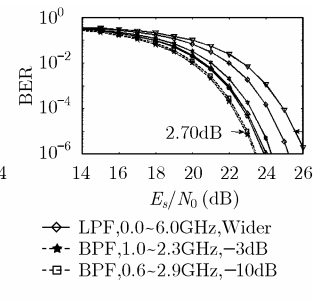


图 13 非相干接收机在高斯二次微分脉冲, CM4-51 及不同滤波器带宽下的误码性能比较

总的来说, 对于高斯脉冲及其一、二次微分信号波形, 采用带宽为 $W=2/T_p$ 的低通或带通滤波器基本上可以满足带宽优化要求。但是对于更高次的高斯脉冲微分波形来说, 由于中心频率逐渐上移, 通常需要考虑采用带通滤波器。此外, 本文只给出了两种信道模型实现的分析结果, 但上述的结论对其它的信道实现也是相同的, 限于篇幅不再逐一介绍。

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, 影响误码性能的主要因素是能量积分区间和前置滤波器的不当设置。前置滤波器的通带带宽不仅会影响到其输出信号的能量, 而且会对多径接收信号造成波形失真和混叠, 并进一步产生多径分量之间的相互干扰。

本文在推导出非相干接收机误码性能闭式表达式的基础上, 对前置滤波器通带带宽的影响进行了数值分析。分析结果表明, 对于 UWB 多径信道模型 CM1~CM4 来说, 滤波器产生的 IPI 对其输出信号能量的影响很小, 针对非相干

接收机误码性能的分析可以根据不考虑IPI时的单个高斯脉冲信号经过滤波器后的能量值进行分析;在一定的输入信噪比下,存在着一个最佳的滤波器带宽值,使得相应的非相干接收机误码性能达到最佳,但是该最佳化滤波器带宽值不仅随着输入信噪比的变化而变化,而且随着信道实现而不同。尽管不容易获得一个最佳化滤波器带宽值的闭式表达式,但是本文相应的分析方法对实际系统的设计仍具有一定指导意义。此外,对于实用的非相干接收机系统来说,选择准最佳的前置滤波器通带带宽为高斯窄脉冲宽度倒数的2倍,或者采用脉冲信号的-3dB或-10dB带宽值基本上可以满足优化设计的要求,相对于最佳的滤波器带宽,此时的误码性能损失约在0.5dB以内。

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] Foerster J R. Channel modeling sub-committee report final. IEEE P802.15 02/490r1 SG3a, Feb. 2003.
- [6] Kay S M 著, 罗鹏飞等译. 统计信号处理基础. 北京: 电子工业出版社, 2003: 609-612.
- [7] Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals. *Proc. IEEE*, 1967, 55(4): 523-531.
- [8] Proakis J G. Digital Communications, 3rd edition. Beijing: McGraw-Hill, Inc. 1998: 41-45.
- 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。