

一种新的 UWB 脉冲设计与性能分析

胡江, 郭锋, 吴耀辉

HU Jiang, GUO Feng, WU Yao-hui

浙江万里学院 电信学院, 浙江 宁波 315100

Zhejiang Wanli University, Zhejiang, Ningbo, Zhejiang 315100, China

HU Jiang, GUO Feng, WU Yao-hui. New UWB pulse design method and performance analysis. *Computer Engineering and Applications*, 2008, 44(25): 119-121.

Abstract: Using the combination of Gaussian monocycles pulse with different amplitude and different delay, a new ultra-wideband (UWB) pulse design method for Inband (either narrowband or wideband) Interference suppression is presented. With a short duration and a simple implement, the obtained UWB pulse can meet Federal Communications Commission (FCC) spectral mask. The theory of the method is explained firstly, then through the examples and simulations, the detail pulse shape and its power spectral density (PSD) are given that satisfy the FCC mask. In the end, the communication performance of the UWB pulse is analyzed in the paper. Comparing with optimal Gaussian-based monocycle, the pulse has an obvious advantage over the optimal Gaussian-based monocycle on Bits Error Rate.

Key words: Ultra-Wideband; pulse shape; power spectral density; spectral mask

摘要:提出了一种新的超宽带脉冲的设计方法。采用不同幅度和延迟的高斯脉冲的组合来拟合抽样函数脉冲,实现了超宽带辐射掩蔽的高效逼近。该方法产生的脉冲波形具有实现简单、持续时间短、容易进行时域或频域调节等特点。在介绍设计原理的基础上,给出了设计时域波形的具体实现及波形所对应的功率谱密度图,使其满足辐射掩蔽的要求。最后,分析了 TH-PPM UWB 系统的传输性能,并和最佳单周期高斯波形进行了详细的比较,结果表明其误码性能远远优于最佳单周期高斯波形。

关键词:超宽带;脉冲波形;功率谱密度;辐射掩蔽

DOI: 10.3778/j.issn.1002-8331.2008.25.036 文章编号: 1002-8331(2008)25-0119-03 文献标识码: A 中图分类号: TN92

1 引言

传统的无线通信系统采用正弦波作为载波进行收发。由于需要将调制信号转换为中频并恢复出原始信息,导致了接收机的结构复杂化,其成本和功耗也相应增加。同时,由于连续的正弦载波和多径衰落引起的同频干扰和交调干扰等导致通信系统的效率大大降低。这主要是因为传统的无线通信技术在频谱上受很大的限制。超宽带(UWB, Ultra-WideBand)技术通过发射极窄的脉冲信号,从而占用很大的带宽。这使其具有对信道衰落不敏感、发射信号功率谱密度低、抗截获能力强、系统复杂度低、定位精度高等优点,尤其适用于室内等密集多径场所的高速无线接入。同时根据香农信道容量理论,与传统的窄带信号相比较,超宽带通信具有更高的数据吞吐量。为了不干扰其它无线通信系统,必须对超宽带信号的功率谱密度加以限制。因此,美国联邦通信委员会(FCC)对此在文献[1]中做了详细的规定。FCC规定室内的超宽带设备的必须在3.1~10.6 GHz范围内及相应的辐射掩蔽标准。为了使发射脉冲可以携带更多的能量,应尽量使得波形的频谱更接近于规范允许的极限。

实际中,脉冲产生器最易产生的脉冲波形其实是一个钟形,类似于高斯函数波形。因此一般用连续的高斯单周期脉冲

及其各阶导函数来进行脉冲波形的设计^[2-4]。在文献[5]中提出了一种选择最佳脉冲导函数和最佳脉冲形成因子,并使之逼近3.1~10.6 GHz范围内的辐射掩蔽算法。然而采用单个的脉冲很难高效地逼近掩蔽标准,更好的设计是采用多个脉冲的组合来调节脉冲的能量谱密度使之逼近。如文献[6]提出一种利用特征值的算法来产生一系列的脉冲。由于基于这种算法产生的脉冲具有持续时间短、不同脉冲之间满足正交性的特点,因此,它能较好地逼近 FCC 的辐射掩蔽标准,并且适用于多用户的情形。在文献[7]进一步研究了该算法,并使其具有窄带干扰抑制能力。但这种算法的缺点是时域的波形组合过于复杂而难以实际使用。

文中提出一种新的超宽带脉冲的设计方法。采用相同的脉冲形成因子的不同幅度和延迟的高斯脉冲的组合来实现辐射掩蔽的高效逼近。该方法产生的脉冲波形具有实现简单、持续时间短、容易进行时域或频域调节的特点。文中在介绍设计原理的基础上,给出了设计时域波形的具体实现及波形所对应的功率谱密度图,使其满足辐射掩蔽的要求。该方法产生的脉冲波形具有实现简单、持续时间短、容易进行时域或频域调节的特点。最后,将该脉冲用于脉冲位置调制(PPM)UWB系统中,

基金项目:宁波市自然科学基金(the Natural Science Foundation of Ningbo City of China under Grant No.2006A610009)。

作者简介:胡江(1977-),女(汉),讲师,研究方向:短距离无线通信技术。

收稿日期:2007-11-02 修回日期:2008-01-11

对其误码性能进行了详细的推导和分析。分析了影响系统传输性能的参数,并与文献[5]中提出的最佳单周期高斯波形进行比较。结果表明本文所设计的波形的传输性能远远优于最佳单周期高斯波形。

2 脉冲设计原理

矩形脉冲的频谱为具有较长拖尾的抽样函数 $(\sin(x)/x)$ 。根据对偶原理,如果时域的波形采用截短的抽样函数则频域的能量谱理论上也具有较好的截止特性。抽样函数持续时间越长,则频域的能量谱截止特性越好。但抽样函数在电路上难以实现,如前所述,脉冲产生器最易产生的是高斯函数脉冲。如果能够通过一系列单周期高斯函数脉冲的组合对抽样函数进行良好的拟合,则其频谱也将得到类似于抽样函数的谱形状。若输入为

$$p(t) = e^{-\frac{t^2}{\alpha^2}} \quad (1)$$

对其进行不同间隔的延迟并乘以不同的增益,可得输出

$$f(t) = \sum_{m=-n}^n a_m e^{-\frac{(t-\tau_m)^2}{\alpha^2}} \quad (2)$$

对于给定的脉冲形成因子 α^2 ,只要调节 α_m 及 τ_m 即可对归一化的抽样函数 $\sin c(t) = \sin(t)/t$ 进行拟合。取 $\alpha=40$,仿真得到当 α_m 及 τ_m 取表1的值时,即可达到较好的拟合结果。在20个抽样函数振荡周期内拟合的均方误差为

$$e = 2 \cdot \int_0^{10\pi} (f(t) - \sin c(t))^2 dt < 0.003 \quad (3)$$

表1 拟合函数的 a_m 及 τ_m 的值

m	0	± 1	± 2	± 3	± 4	± 5	± 6	± 7	± 8	± 9
a_m	1.021	-0.315	0.230	-0.144	0.121	0.105	0.085	0.062	0.055	-0.030
τ_m	0	4.5	7.4	10.6	14.1	17.1	20.1	23.5	26.5	29.1

如果想得到其他抽样函数周期的拟合结果,只要对变量 t 进行尺度变换即可。

3 脉冲设计方法

首先,FCC的掩蔽条件可等效于一个理想带通滤波器的响应,即

$$H(f) = \begin{cases} 1 & f_L + \Delta f < f < f_H - \Delta f \\ 0 & \text{其它值} \end{cases} \quad (4)$$

$f_L = 3.25$ GHz, $f_H = 10.45$ GHz。由于存在过渡带的关系,在上下限频率处各取 $\Delta f = 0.15$ GHz的余量。

它的傅立叶逆变换即时域理想波形为

$$h(t) = 2\pi(f_H - \Delta f) \sin c(2\pi(f_H - \Delta f)t) - 2\pi(f_L + \Delta f) \sin c(2\pi(f_L + \Delta f)t) \quad (5)$$

将式(2)代入式(5)可得用高斯函数脉冲拟合的 $h(t)$,记为 $h'(t)$,若取脉冲持续宽度为1 ns,则 $n=9$,此时

$$h'(t) = 2\pi(f_H + \Delta f) \sum_{m=-n}^n a_m e^{-\frac{(2\pi(f_H - \Delta f)t - \tau_m)^2}{\alpha^2}} -$$

表2 各种波形的实现特征比较

波形	发射总功率(mW/dBm)	与最大功率比值(/%)	实现方式	干扰抑制
FCC 辐射掩蔽	0.55 mW/-2.8 dBm	100	-	-
单周期高斯最佳波形 ^[6]	0.23 mW/-6.3 dBm	42	简单	不能
特征根法波形 ^[7]	0.17 mW/-7.7 dBm	31	复杂	窄带干扰抑制
本文的波形	0.38 mW/-4.2 dBm	69	较复杂	窄带或宽带干扰抑制

$$2\pi(f_L + \Delta f) \sum_{m=-n}^n a_m e^{-\frac{(2\pi(f_L + \Delta f)t - \tau_m)^2}{\alpha^2}} \quad (6)$$

上式所对应的时域波形和满足掩蔽标准的频域功率谱如图1所示。

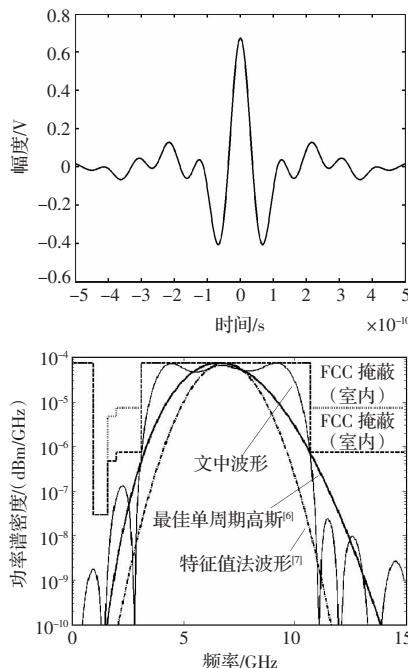


图1 满足掩蔽超标准的时域及频域谱

图1中同时给出文献[6]、文献[7]中相应方法所产生的波形功率谱密度图。可以看出本文方法产生的波形的功率在满足规范的限定下明显大于其他方法。表2给出各种方法的综合比较结果。

4 TH-PPM UWB 系统的性能分析

本章中将多用户跳时脉冲位置调制(TH-PPM)超宽带系统为例来分析提出的波形的传输性能。分析时假定为AWGN信道,信号辐射和传播时无失真现象,同时发射机具有理想的功率控制。

典型的UWB TH-PPM信号可以表示为^[8]

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_s} x(t - jT_j - c_j^{(k)}) T_c - \delta \alpha_{[N,1]}^{(k)} \quad (7)$$

这里 $s^{(k)}(t)$ 表示第 k 个用户发射的随机信号。 $x(t)$ 为归一化的脉冲波形,有 $\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = 1$,同时有自相关函数 $\gamma(t)$ 。发射波形的能量为 E_s 。 T_j 为信号的发送周期。随机跳时码为 $\{c_j^{(k)}\}$, $0 \leq c_j^{(k)} \leq N_b$,跳时码是为了在多址情况下减少碰撞。有 $T_j = N_b \cdot T_c$ 。 $\{a_i^{(k)}\}$ 为第 k 个用户发送的二进制码流。 δ 为附加偏移以区分发送的是“0”还是“1”。每个信息位重复发送 N_s 次,即 $(N_s, 1)$ 重复编码。因此,总是信息速率为 $R_b = (N_s \cdot T_j)^{-1}$ 。

假定通信信道为 AWGN 信道, 信号为理想的自由空间传播并具有良好的功率控制。则存在 N_u 个用户时的接收信号为

$$y(t) = \sum_{k=1}^{N_u} s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) = s^{(1)}(t - \tau_1) + \sum_{k=2}^{N_u} s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (8)$$

这里, τ_k 表示每个用户的发送延时。 $n(t)$ 为高斯噪声。为简化问题, 假设参考用户 1 的 $\tau_1=0$ 。

用户 1 的接收相关器模板信号为

$$v(t) = x(t) - x(t - \delta) \quad (9)$$

则接收器的输出可表示为

$$\lambda_0^{(1)} = \sum_{m=0}^{N_u-1} \int_{mT_f}^{(m+1)T_f} y(t) v(t - mT_f - c_m^{(1)} T_c) dt = s_0^{(1)} + n_{MUI,0} + n_{C,0} \quad (10)$$

这里 $s_0^{(1)} = N_s \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_x} x(t - \delta \alpha_0^{(1)}) v(t) dt =$

$$\begin{cases} N_s \sqrt{E_x} [1 - \gamma(\delta)], \alpha_0^{(1)} = 0 \\ -N_s \sqrt{E_x} [1 - \gamma(\delta)], \alpha_0^{(1)} = 1 \end{cases} \quad (11)$$

$$n_{C,0} = \sum_{m=0}^{N_u-1} \int_{mT_f}^{(m+1)T_f} n(t) v(t - mT_f - c_m^{(1)} T_c) dt \quad (12)$$

$$\text{以及 } n_{MUI,0} = \sum_{m=0}^{N_u-1} \sum_{k=2}^{N_u} n_m^{(k)} \quad (13)$$

$$\text{这里 } n_m^{(k)} = \sqrt{E_x} \int_{mT_f}^{(m+1)T_f} v(t - mT_f - c_m^{(1)} T_c) \cdot \sum_{j=-\infty}^{+\infty} x(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c - \delta \alpha_{U/N}^{(k)} - \tau_j) dt \quad (14)$$

为了获得 UWB 系统的位错误率, 必须求出干扰项 $n_{MUI,0}$ 的概率密度函数。如果 UWB 系统是信息位不同步, 则难以得到一个精确的结果^[9]。因此, 这里假设整个 UWB 系统位同步, 即有 $\tau_k = N_k T_c, N_k \in \{0, 1, 2, \dots, N_h - 1\}$ 。这时

$$n_m^{(k)} = \begin{cases} \sqrt{E_x} (1 - \gamma(\delta)) & p = 1 / (2N_h) \\ 0 & p = (N_h - 1) / N_h \\ -\sqrt{E_x} (1 - \gamma(\delta)) & p = 1 / (2N_h) \end{cases} \quad (15)$$

为减小位错误率可以按下式求出最佳偏移量 δ_m

$$\delta_m = \arg \min \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s(t - \delta) dt \quad (16)$$

仿真显示对于最佳单周期高斯脉冲来说 $\delta_m = 0.2158 \text{ ns}$, 对于文中的波形来说 $\delta_m = 0.1764 \text{ ns}$ 。

因此 $n_m^{(k)}$ 的概率密度函数为

$$p_{n_m^{(k)}}(x) = p_n(x) = (1 - \frac{1}{N_h}) \delta_D(x) + \frac{1}{2N_h} [\delta_D(x - x_M) + \delta_D(x + x_M)] \quad (17)$$

其中 $x_M = \sqrt{E_x} (1 - \delta_m)$ 。

由于 $n_m^{(k)}$ 彼此之间为独立的随机变量, 因此可由式(13)得到

$$p_{n_{MUI,0}}(x) = \underbrace{p_n(x) * p_n(x) * \dots * p_n(x)}_{N_u(N_u-1)\text{次}} \quad (18)$$

可以推导出 $p_n(x)$ 的 n 次卷积为

$$p_{n_{MUI,0}}(x) = \sum_{i=0}^n \binom{n}{i} (1-c)^{n-i} \left(\frac{c}{2}\right)^i \cdot \sum_{j=0}^i \binom{i}{j} \delta_D(x + x_M(i-2j)) \quad (19)$$

其中 $n = N_s(N_u - 1), c = 1/N_h$ 。

由于式(12)中的 $n_{C,0}$ 为零均值的高斯随机变量。因此可以求出平均位错误率

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^n \binom{n}{i} (1-c)^{n-i} \left(\frac{c}{2}\right)^i \cdot \sum_{j=0}^i \binom{i}{j}$$

$$\text{erfc} \left[\sqrt{\frac{N_s E_x}{N_0}} \sqrt{\frac{1 - \delta_m}{2}} \left(1 - \frac{i-2j}{N_s}\right) \right] \quad (20)$$

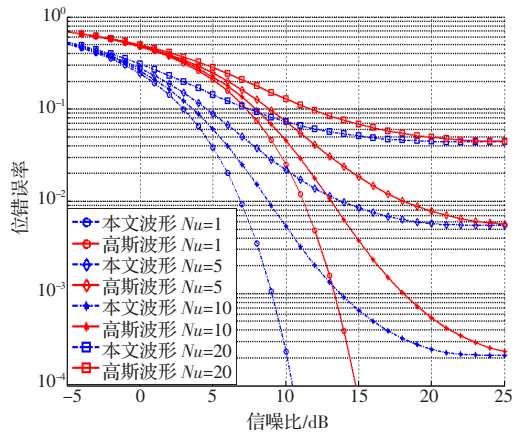


图2 $N_s=3, N_h=16$ 时随 N_u 变化的位错误率

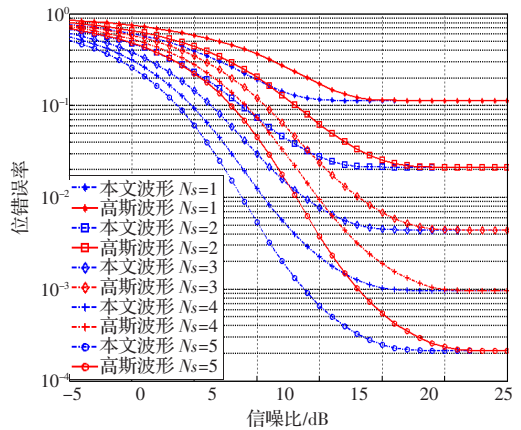


图3 $N_u=5, N_h=16$ 时随 N_s 变化的位错误率

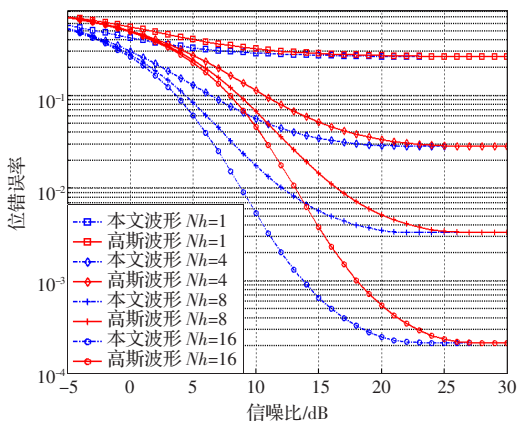


图4 $N_s=3, N_u=5$ 时随 N_h 变化的位错误率

根据表 2 的分析结果可知, 本文设计的 UWB 波形比高斯最佳波形的最大发射功率大约 1.65 倍。因此经过 AWGN 信道, 在相同的距离上的接收信噪比也是高斯最佳波形的 1.65 倍。图 2~4 是在公式(19)的基础上改变不同的系统参数得到的文中的波形与最佳单周期波形的性能比较图。图中的横坐标是以高斯最佳波形的信噪比作为参考。从图中可以看出, 由于可以携带更多的能量, 因此在相同的传输情况下位错误率的性能远优于最佳单周期高斯脉冲波形。