

使用 B 样条的 UWB 脉冲优化设计方法

王 敏, 吴顺君, 罗 丰

(西安电子科技大学 雷达信号处理重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 超宽带(UWB)脉冲波形设计不仅要求满足正交性,还要满足 UWB 系统信号发射所要求的 FCC 频谱限制. 基于 B 样条良好的性质,利用样条函数逼近原理,提出了一种使用 B-样条来设计 UWB 脉冲波形的办法. 从 B-样条产生电路构成的通信系统出发,将波形设计问题转化为有约束的逼近问题求解. 该逼近优化问题把频谱利用率作为目标函数,正交性和频谱屏蔽作为约束条件. 所以这种方法设计得到的 UWB 模板信号频谱在符合规定频率特性的同时,还能较大程度地提高频谱利用率,实现电路也简单易行. 仿真实验验证了该方法的可行性和优点.

关键词: 超宽带脉冲; B-样条; 频谱限制; 正交性; 逼近优化

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2008)01-0008-06

Optimal UWB pulse design method based on B-spline

WANG Min, WU Shun-jun, LUO Feng

(Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: The Ultra-Wideband (UWB) pulse waveform in communication need not only achieve orthogonality but also meet the Federal Communications Commission(FCC) spectral mask for the UWB commercial system. B-spline functions exhibit good approximation properties when serving as a basis in function learning. In this paper, a flexible UWB pulse waveform design method is proposed based on B-spline basis. The task of UWB pulse waveform design is represented as a constrained optimization problem, which takes the spectrum utility ratio as the target function, and takes orthogonality and spectral mask as the constraint. Subsequently the UWB pulse waveforms obtained in this way have the advantages of better spectrum utility ratio and complying with the FCC spectrum mask. The system of B-spline is also applicable to implemented circuits. Experimental results show the feasibility and merits of the proposed method.

Key Words: ultra-wideband pulse; B-spline; spectral mask; orthogonality; optimization

近十年来,超宽带(UltraWideBand——UWB)无线电技术正在得到越来越多的重视,它不仅可以在通信、雷达和成像系统中,而且有助于缓解日益严重的频谱拥挤问题,具有非常广阔的应用前景^[1]. 2002年,美国联邦通信委员会(FCC)发布了民用 UWB 设备所许可的频谱使用规范^[2],日本和欧盟也拟为 UWB 无线电系统制定类似的频谱标准. 超宽带无线电系统所采用的 UWB 脉冲信号与系统的性能直接相关,因此如何设计和改进脉冲波形来提高系统的整体性能,已经成为 UWB 系统研究中一个非常重要的问题^[3,4].

为了提高抗干扰能力,UWB 无线电系统的发射波形大多采用扩频调制波形,同时为了获得多址访问能力,UWB 脉冲波形设计通常要求在信号空间内满足正交性的条件. 实现这两个目的的最典型的方法是采用伪随机序列对发射脉冲进行编码,最常用的有 2PPM-TH-UWB, BPSK-TH-UWB 和 BPSK-DS-UWB 几种形式. 另外一种方法是直接采用彼此正交的波形来获得抗干扰和多址能力,比如采用 Hermite 正交多项式的信号波形^[5]. 另一方面,由于 UWB 无线电的发射脉冲是在几个 GHz 的连续频率范围内运行,这就使得它

收稿日期:2007-05-27

基金项目:国家自然科学基金资助(60702064)

作者简介:王 敏(1977-),男,讲师,博士,E-mail: wangmin@xidian.edu.cn.

可能对其他已经授权的使用频段造成干扰. 为了避免对窄带系统的干扰和避免其他系统对自身的干扰, UWB 设备的发射波形和接收波形的频谱必然满足一定的频谱屏蔽要求.

目前通常采用的几种比较典型的 UWB 脉冲波形有高斯脉冲, 升余弦脉冲, 小波函数 doublet 脉冲等等. 其中高斯脉冲的实现最为简单, 它的优点是可以借鉴 Garbor 小波函数来设计 UWB 脉冲. 高斯单周期脉冲虽然形式简单, 但它的频谱却不易满足 FCC 的要求, 因此在实际中采用得不多. 升余弦脉冲具有较好的频谱特性, 且容易满足 FCC 所认可的矩形频谱分配标准, 缺点是很难由一个简单的电路得到. 另外一个基本的方法就是采用窗函数调制正弦波形, 比如高斯函数和开方升余弦窗函数, 最近又提出了几种满足 FCC 频谱屏蔽的设计方法^[6,7], 以及实现电路更为简单的方法^[8]. 近几年来, 国内外学者大多研究 UWB 脉冲形成原理, 以及对各种电路结构形式的实验结果数据进行分析^[9,10], 而对波形设计方面的建模研究较少. 笔者利用样条函数逼近的原理, 提出了一种新的 UWB 脉冲构造方法. 由于任意的样条函数都可以表示成 B 样条的线性组合, 作者采用 B 样条函数作为基函数来逼近特定频率特性的理想脉冲波形, 从而将待求解的问题转化为一个有约束的优化问题, 最终得到了符合要求的 UWB 脉冲波形, 比其他方法具有更高的频谱利用率. 由于一阶 B 样条是矩形脉冲, 阶数无穷大的 B 样条为带限函数, 因此可以使用简单的模拟电路和数字滤波器产生 B 样条波形.

1 B 样条构造的 UWB 脉冲无线电系统

1.1 B-样条函数

定义 给定 $n+d+1$ 个参数节点 $\{u_0, u_1, \dots, u_{n+d}\}$, $1 \leq d \leq n+1$, B 样条函数 $B_{k,d}$ ($k=0, \dots, n$) 是 $n+1$ 个分段 $d-1$ 次多项式, 由下列 Cox-de Boor 递推公式定义: 当 $d=1$ 时, $B_{k,1}(u) = \begin{cases} 1 & , \quad u \in [u_k, u_{k+1}] \\ 0 & , \quad \text{else} \end{cases}$; 当 $d > 1$ 时, $B_{k,d}(u) = \frac{u-u_k}{u_{k+d-1}-u_k} B_{k,d-1}(u) + \frac{u_{k+d}-u}{u_{k+d}-u_{k+1}} B_{k+1,d-1}(u)$. 这样, 每个函数 $B_{k,d}$ 在区间 $[u_k, u_{k+d}]$ 上为分段 $d-1$ 次多项式, 每个区间 $[u_{k+l-1}, u_{k+l}]$ ($l=1, \dots, d$) 上是一个多项式. 在此区间内 $B_{k,d}$ 取非负值, 在此区间外为零. 当 $d > 1$ 时, 每个调配函数 $B_{k,d}$ 具有 C^{d-2} 次连续性.

1.2 使用 B-样条函数构造的 UWB 脉冲发射接收系统

基于上述 B 样条函数, 一个节点间距为 T , 阶数为 m 的 B 样条可以记为:

$$\varphi_m(t) = T \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^m \exp\left(i 2 \pi f \left(t - \frac{m}{2} T \right)\right) df \quad , \quad m = 1, 2, 3, \dots, \quad T > 0 \quad . \quad (1)$$

这是一个 $m-1$ 阶的分段光滑多项式. B 样条是时域有限函数, 在 $t \notin (0, mT)$ 时 $\varphi_m(t) = 0$. 式(1)的积分为常数 $\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_m(t) dt = T$. 其偏导则为

$$(d/dt)\varphi_{m+1}(t) = \varphi_m(t) - \varphi_m(t-T) \quad , \quad (2)$$

其中 $\varphi_m(t-T)$ 为样条函数 $\varphi_m(t)$ 经过位移之后的函数. 根据如下递归关系式来产生 B 样条函数:

$$\varphi_1(t) = 1 \quad , \quad 0 \leq t \leq T \quad , \quad (3)$$

$$\varphi_m(t) = \int_0^{mT} [\varphi_{m-1}(t) - \varphi_{m-1}(t-T)] dt \quad , \quad m = 2, 3, \dots \quad . \quad (4)$$

如式(3)所示, 一阶 B 样条是矩形脉冲, 以它为基础可以产生所需要的高阶 B 样条 $\varphi_m(t)$, $\varphi_m(t-T)$, \dots , $\varphi_m(t-LT)$, 产生 B 样条的电路如图 1 所示.

记 UWB 系统的信息码为 $u_l \in \{0, 1\}$, $l = 1, \dots, L$, 为了发送信息码, 构造由 m 阶 B 样条函数的线性组合叠加而成的 UWB 模板脉冲波形:

$$\psi_l(t) = \sum_{k=0}^L c_{l,k} \varphi_m(t-kT) \quad , \quad l = 1, 2, \dots, L \quad . \quad (5)$$

由于在发射天线和接收天线间的信道可以看作是时间的微分^[1], 发射脉冲 $\Psi_l(t)$ 应该是接收脉冲 $\psi_l(t)$ 的积分, 即:

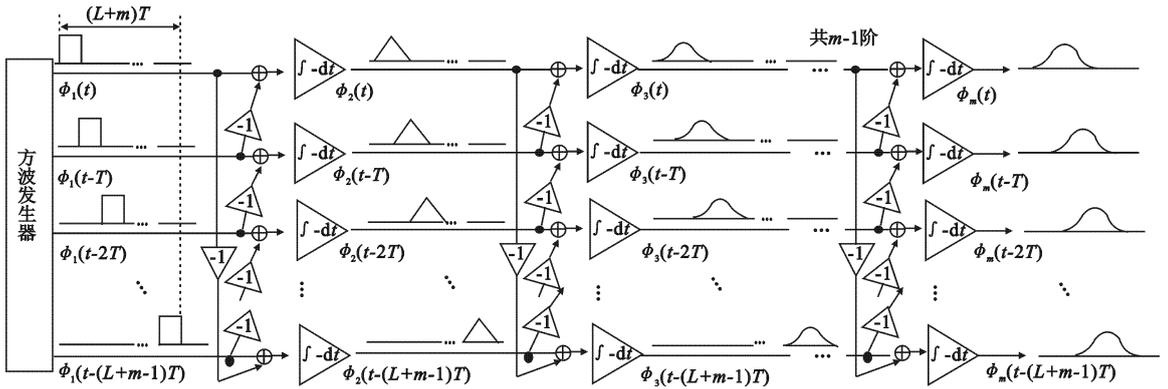


图 1 B 样条函数产生电路

$$\Psi_l(t) = \int \psi_l(t) dt, \quad l = 1, 2, \dots, L. \quad (6)$$

根据无线电波形不能包含任何的直流成分的要求, 即 $\int_{-\infty}^{\infty} \psi_l(t) dt = 0, l = 1, 2, \dots, L$, 带入式(5)可得:

$$\sum_{k=0}^L c_{l,k} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_m(t-kT) dt = 0. \quad (7)$$

由于样条函数的积分为常数, 可得到第一个约束条件:

$$\sum_{k=0}^L c_{l,k} = 0. \quad (8)$$

记 $d_{l,k} = \sum_{p=0}^k c_{l,p}, k = 0, 1, \dots, L; l = 1, 2, \dots, L$, 在 UWB 系统的发射机部分, 首先产生 $m+1$ 阶的 B 样条函数 $\varphi_{m+1}(t-kT), k = 0, 1, \dots, L$, 然后被系数 $d_{l,k}$ 加权后求和得到发射脉冲

$$\Psi_l(t) = \sum_{k=0}^L d_{l,k} \varphi_{m+1}(t-kT), \quad (9)$$

每个脉冲被信息比特 u_l 调制后形成发射信号馈入天线

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L u_l \Psi_l(t). \quad (10)$$

最后, 在接收端的天线得到 $Y(t)$ 的导数:

$$y(t) = dY(t)/dt = \sum_{l=1}^L u_l \psi_l(t). \quad (11)$$

在接收机部分也产生了 m 阶的 B 样条函数 $\varphi_m(t-kT)$, 它们经系数 $c_{l,k}$ 加权求和后产生模板脉冲. 然后计算接收信号和模板信号的内积

$$\int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \psi_p(t) dt = \sum_{l=1}^L u_l \int_0^{(m+1)T} \psi_l(t) \psi_p(t) dt, \quad p = 1, 2, \dots, L. \quad (12)$$

若模板信号满足第二个约束条件, 即它们之间满足正交关系:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi_l(t) \psi_p(t) dt = \begin{cases} 1, & l = p \\ 0, & l \neq p \end{cases}. \quad (13)$$

则可以通过相关接收检测正确的信息码

$$u_p = \int_0^{(m+1)T} y(t) \psi_p(t) dt, \quad p = 1, 2, \dots, L. \quad (14)$$

2 频谱屏蔽要求下的 UWB 脉冲设计

如前所述, 要确定 $c_{l,k}$ 并且根据 B 样条函数设计发送模板波形, 首先应满足模板脉冲 $\psi_l(t)$ 不能包含直

流成分的假设,即约束公式(8),此外还要求波形之间是正交的,即约束公式(13).除了这些基本条件之外,更为重要的是,需要满足一定的频谱屏蔽要求. FCC 对 UWB 设备的发射功率谱密度作出了严格的限制,即所用的 UWB 信号的大部分功率应分配在 3.1 GHz~10.6 GHz 范围内,而在频谱的其他区域中则需要很大的衰减. FCC 规定在许可频率范围内(主要为 96 MHz 以下和 3.1 GHz~10.6 GHz)的平均发射功率为 -41.25 dBm/MHz,而在 GPS 带宽内(960 MHz~1 610 MHz)为 -75.3 dBm/MHz. 文献[11]在适应屏蔽要求下,设计开发了基于 Park-McClellan 算法的数字滤波器构造 UWB 脉冲波形,但是需要较高的采样速率. 另一方面,UWB 系统的信号传输质量取决于接收信号的信噪比(SNR). 若要在严格的发送功率限制下达到最大化信噪比的目的,则需要充分利用所允许的频谱内的带宽,即需要设计出的波形能够使脉冲的功率尽可能的大. 文献[9]提出的波形设计方法设计产生的脉冲和频谱屏蔽是一致的,但是它没有达到最有效的频谱利用,并且也需要高的采样速率(64 GHz),其实际实现是非常困难的. 文献[12]中采用高斯脉冲的自相关函数设计得到利用率较高的 UWB 波形,但是没有考虑正交性的要求.

基于上节讨论,并考虑上述频谱屏蔽的要求(以 FCC 的频谱规范为例),基于 B-样条来设计 UWB 脉冲波形. 为满足 FCC 的频谱屏蔽要求,先设计一个满足 FCC 要求的目标频谱特性 $S(f)$, 它和 FCC 对户外环境下频谱屏蔽的要求一致,并且比它的要求更为严格.

$$S(f) = \begin{cases} 0 & , f \in [3.1 \text{ GHz} \sim 10.6 \text{ GHz}] & , \\ -40 \text{ dB} & , f \in [0 \sim 3.1 \text{ GHz}] & , \\ -15 \text{ dB} & , f \in [10.6 \text{ GHz}, +\infty] & . \end{cases} \quad (15)$$

然后使设计得到的 UWB 脉冲的频谱逼近它. 在约束条件式(8)和(13)下,确定系数 $c_{l,k}$ 使得加权逼近的平方误差和最小

$$\min \int_{-\infty}^{\infty} |\hat{\psi}_l(f) - S(f)|^2 df \quad , \quad l = 1, 2, \dots, L \quad , \quad (16)$$

其中 $\hat{\psi}_l(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_l(t) \exp(-j2\pi ft) dt$. 但是这样得到的频谱利用率不高,为了增大频谱利用率,定义频谱利用效率为

$$\xi_l = \left(\int_{F_p} |\hat{\psi}_l(f)|^2 df / \int_{F_p} S(f) df \right) \times 100\% \quad \text{subject to} \quad |\hat{\psi}_l(f)|^2 \leq S(f) \quad , \quad \forall f \quad . \quad (17)$$

在频谱屏蔽性的约束下对脉冲的频谱形状进行优化. 由于目标式(17)在其约束条件下和目标式(16)是一致的,最后脉冲设计问题就可以在数学上表示为

$$\begin{cases} \min & -\xi_l \quad , \\ \text{subject to} & |\hat{\psi}_l(f)|^2 \leq S(f) \quad , \\ & \text{subject to} \quad \sum_{k=0}^L c_{l,k} = 0 \quad . \end{cases} \quad (18)$$

当 $l = 1$ 时,优化问题如式(18)所示. 当 $l \geq 2$ 时,为满足正交性要求,上述约束优化问题变为

$$\begin{cases} \min & -\xi_l \quad , \\ \text{subject to} & |\hat{\psi}_l(f)|^2 \leq S(f) \quad , \\ & \text{subject to} \quad \sum_{k=0}^L c_{l,k} = 0 \quad , \\ & \text{subject to} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_l(t) \psi_p(t) dt = \begin{cases} 1 & , \quad l = p \quad , \\ 0 & , \quad l \neq p \quad , \end{cases} \quad p = 1, \dots, l-1 \quad . \end{cases} \quad (19)$$

3 仿真试验

对提出的方法进行仿真,使用 matlab7.0 中的优化工具箱求解上述优化问题. 在采样速率为 25 GHz, $m = 3, L = 6$ 的条件下,使用 7 个移位的 B-样条(见图 2),得到了满足 FCC 频率要求的 6 个样条模板脉冲,

如图 3 所示. 最后得到的频谱利用率如表 1 所示. 对应各模板波形的频谱如图 4 所示. 可以看到, 使用 B 样条函数进行优化逼近得到的发射脉冲完全满足理想的目标频谱特性的要求. 当采用的 L 和样条函数的阶数越大时, 得到的发送脉冲的频谱利用率也随之增高.

表 1 得到的频谱利用率(SUE)

Waveform	SUE/%	Waveform	SUE/%
Waveform 1	89.5	Waveform 2	84.8
Waveform 3	80.1	Waveform 4	79.3
Waveform 5	79.0	Waveform 6	77.5

将本文中方法和近年来国内外文献中使用的脉冲设计方法

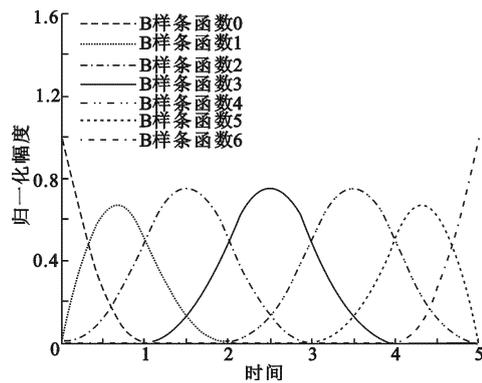


图 2 B 样条函数

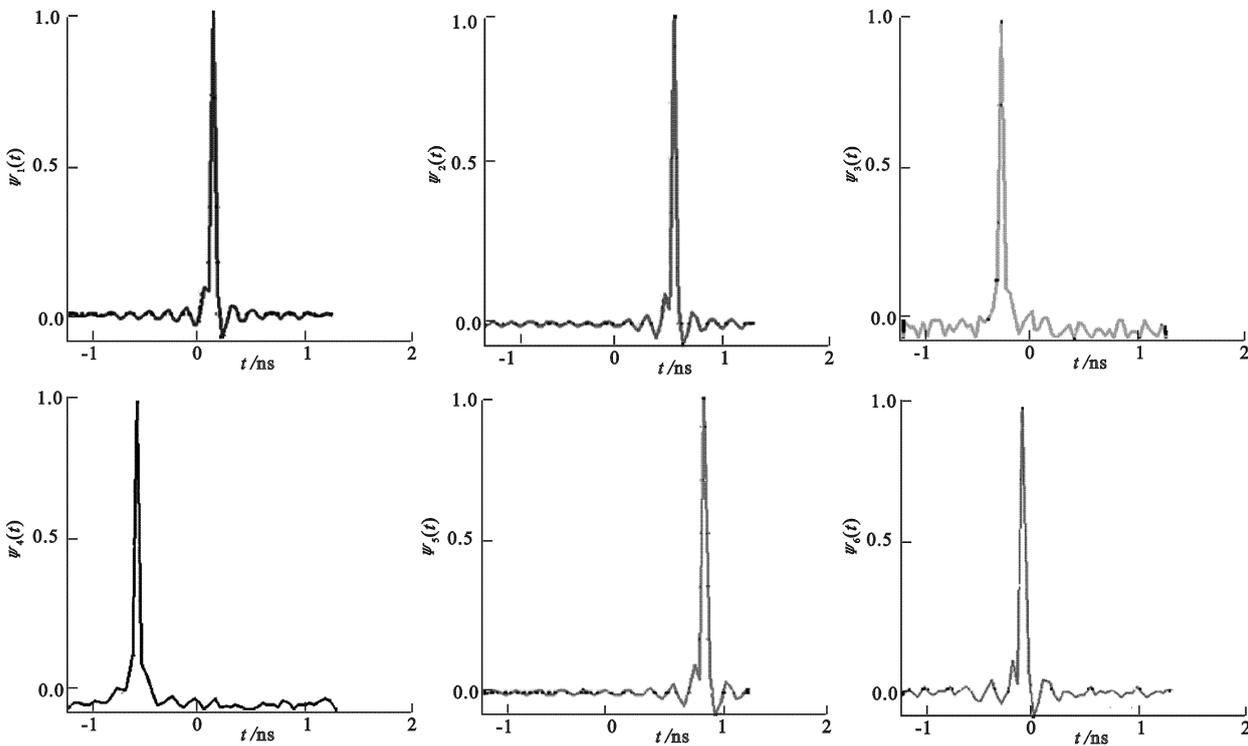


图 3 笔者所提出的方法采用的 6 个样条函数

比较, 结果如表 2 所示. 其中文献[6]虽能达到 FCC 的频谱屏蔽要求, 但频谱利用率很低. 文献[7]采用的是加权的 B 样条设计方法没有考虑频谱的利用率. 文献[13]采用高斯脉冲作为基函数来设计 UWB 波形, 为达到最优的频谱利用率, 需要的基函数数目较多, 因此产生电路较为复杂. 由于采用频谱的利用率作为优化目标和 B 样条光滑的逼近性质, 因此它能在满足多个 UWB 波形近似正交设计的同时, 具有较高的频谱的利用率.

4 结束语

提出了一种基于 B-样条逼近的 UWB 脉冲波形的的设计方法. 通过

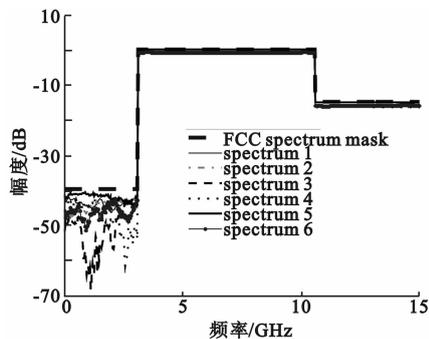


图 4 文中方法产生的脉冲得到的频谱

对使用 B 样条函数构造的 UWB 通信系统的分析,将设计问题转化为一个约束优化问题求解. 由于 B 样条在函数逼近方面优良的性质,使得设计出的 UWB 脉冲波形在同时满足频谱限制和正交性条件上相对于其他

表 2 文中方法和其他方法的对比结果

	频谱利用率/%	条件
文献[6]方法	39	$L = 1$, 采样速率 64.0 GHz
文献[7]方法	60.48	$L = 11$, 采样速率 16.7 GHz
文献[12]方法	83.77	$L = 33$, 采样速率 25.0 GHz
本文中方法	78.91	$L = 5$, 采样速率 25.0 GHz

的设计方法具有一定的优势. 这样的优化确定方法能够在满足 FCC 频谱限制条件的同时,达到较高的频谱利用率. 同时使用 B 样条构造的无线电收发系统电路实现简单.

参考文献:

- [1] Win M Z, Scholtz R A. Impulse Radio: How It Works [J]. IEEE Commun Lett, 1998, 2(2): 36-38.
- [2] FCC. ET Docket-2002, Revision of Part 15 the Commission's Rules Regarding Ultra-wideband Transmission Systems [S]. USA, 2002: 98-153.
- [3] Yoshizumi S, Terada T, Furukawa J, et al. All Digital Transmitter Scheme and Transceiver Design for Pulse-based Ultrawideband Radio[C]//Proc of IEEE Ultra Wideband Systems and Technologies. Virginia: IEEE, 2003: 438-442.
- [4] 杨庆瑞. 超宽带通信系统极窄脉冲特性研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2002.
Yang Qingrui. Ultra-short Pulse Characteristics Research in Ultra Wideband Communication System [D]. Chengdu: Dissertation of UESTC, 2002.
- [5] Michael L B, Ghavami M, Kohno R. Multiple Pulse Generator for Ultra-wideband Communication Using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses [C]//Proc 2002 IEEE Conf on Ultra Wideband Systems and Tech, Baltimore: IEEE, 2002: 47-51.
- [6] Corral C. Pulse Spectrum Optimization for Ultra-Wideband Communication[C]//Proc of IEEE Conf on Ultra Wideband Systems and Technologies. Baltimore: IEEE, 2002: 21-23.
- [7] Parr B, Cho B, Wallace K, et al. A Novel Ultra-wideband Pulse Design Algorithm[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(5): 219-221.
- [8] Matsuo M, Kamada M, Habuchi H. Design of UWB pulses based on B-splines [C]//Proc of IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Kobe: IEEE, 2005: C3L-M2.
- [9] Han J, Nguyen C. A New Ultra-wideband, Ultra-short Monocycle Pulse Generator with Reduced Ringing[J]. IEEE Microwave Wireless Compon Lett, 2002, 12(6): 206-208.
- [10] 向新, 王勇, 易克初, 等. 基于广义似然比检验的差分超宽带信号接收机[J]. 西安电子科技大学学报, 2007, 34(1): 26-28.
Xiang Xin, Wang Yong, Yi Kechu, et al. Optimum Receiver for the Differential UWB Signal Based on the Generalized Likelihood Ratio Test[J]. Journal of Xidian University, 2007, 34(1): 26-28.
- [11] Luo X, Yang L, Giannakis G B. Designing Optimal Pulse-shapers for Ultra-wideband Radios [J]. Journal of Communications and Networks, 2003, 5(4): 344-353.
- [12] Davidson T N, Luo Z Q, Sturm J F. Linear Matrix Inequality Formulation of Spectral Mask Constraints with Applications to FIR Filter Design [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(11): 2702-2715.
- [13] Wu Xianren, Tian Zhi, Davidson T N, et al. Optimal Waveform Design for UWB Radios [C]//Prof of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Motreal: IEEE, 2004: IV521-524.

(编辑: 高西全)