

跳时 M 元双正交脉冲位置调制 超宽带通信性能研究

朱清林¹, 邹传云², 贾转红¹

(1. 桂林电子科技大学通信与信息工程系, 541004, 桂林; 2. 西南科技大学信息工程学院, 621010, 绵阳)

摘要: 针对目前超宽带(UWB)通信调制方式传输效率低下、误码率过高的问题,提出了采用跳时 M 元双正交脉冲位置调制(TH-MBPPM)改善系统性能的方法. TH-MBPPM 方法将需要传送的多个信息比特分别调制到信号的幅度和位置上,同时在信号中加入伪随机跳时码,解调端采用概率密度函数的方法对各匹配滤波器输出端的多址干扰成分进行精确的计算,将所有干扰信号建模为高斯白噪声并根据最大似然准则对接收的信号进行判断,得到了系统误符号率的封闭表达式及其简化的计算表达式,该表达式精确地反映了系统的误符号率性能且计算复杂度较低. 与跳时 M 元正交脉冲位置调制 UWB 通信系统相比,TH-MBPPM 方法误符号率更低,且系统复杂度降低了 50%.

关键词: 超宽带;跳时; M 元双正交脉冲位置调制;误符号率

中图分类号: TN914.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)02-0204-05

Performance Analysis of Ultra-Wideband Communication System with Time-Hopping M -Ary Biorthogonal Pulse Position Modulation

Zhu Qinglin¹, Zou Chuanyun², Jia Zhuanhong¹

(1. Department of Telecommunications and Information Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China;

2. School of Information Engineering, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China)

Abstract: Focusing on the problem that the low transmitting efficiency and the high bit error rate of the current modulation techniques existed in ultra wideband(UWB) communication system, a time-hopping M -ary biorthogonal pulse position modulation(TH-MBPPM) scheme was proposed. TH-MBPPM scheme modulated the multiple information bits which needed to be transferred to the signal's amplitude and position respectively, at the same time the pseudorandom time-hopping code was added to the signal. The multiple address interference of the output of each matching filter was accurately calculated utilizing the probability density function technique in demodulator point, then all the interference was modeled as white Gaussian noise and the received signal was estimated based on the maximum-likelihood criterion, later the closed-form expression of symbol error rate(SER) and its simple expression were provided. The expression reflects the system SER performance accurately and its computational complexity is relatively low. Compared to the UWB communication system of time-hopping M -ary orthogonal PPM, TH-MBPPM technique has lower SER and the complexity of the system is decreased by 50%.

Keywords: ultra wideband; time-hopping; M -ary biorthogonal pulse position modulation; symbol error rate

近年来,超宽带(UWB)技术在无线通信领域引起了人们的广泛关注^[1].相对于传统的窄带无线通信系统,UWB具有传输速率高、截获率低、抗多径衰落、低功耗、低成本等诸多优点,已成为未来中短距离无线通信理想的解决方案之一.然而,为了防止对现有的通信系统产生干扰,美国联邦通信委员会(FCC)规定,UWB的发射机功率谱密度必须小于 $-41.3 \text{ dB} \cdot \text{m/MHz}$,同时其 -10 dB 带宽被限制在 $3.1 \sim 10.6 \text{ GHz}$ 范围内.因此,在通信中采用何种调制方式,使其既能保持较低的解调器复杂度,又能从强背景噪声和多址干扰中准确地检测出传送的信号,是UWB通信系统中一项亟待解决的关键技术.

传统的调制方式^[2-3]有跳时-脉冲位置调制(TH-PPM)、跳时-二进制相移键控(TH-BPSK)和直扩-二进制相移键控(DS-BPSK)等多种,后来针对传输效率不高的缺点又出现了M元-脉冲幅度调制(MPAM)和M元-脉冲位置调制(MPPM)^[4]等其他调制方式.为了解决以上调制方式中误符号率(SER)较高的问题,文献[5]采用跳时M元双正交脉冲位置调制(MBPPM)对系统的性能进行了分析.由于SER的计算精度不高,本文采用概率密度函数(PDF)的方法,给出了一种更加精确的计算方法,同时给出了其简化的计算结果.

1 信号组成

由于 $M=2^k$ 个双正交信号集是由 $M/2$ 个正交信号及其负值信号所构成的,因此双正交信号解调器的复杂度要比正交信号的小,因为前者使用 $M/2$ 个互相关器或匹配滤波器实现,而后者需要 M 个互相关器或匹配滤波器.一个M元双正交脉冲位置调制信号 s_m 被定义为一个 $M/2$ 维矢量,其中第 n 个为非0值,其表示形式为

$$s_m = [0, \dots, A_m \epsilon_s^{1/2}, 0, \dots, 0] \quad (1)$$

式中: $1 \leq n \leq M/2, m=1$ 或 $m=2, M$ 为正偶数; $A_m \in \{-1, 1\}; \epsilon_s$ 为信号能量.

跳时M元双正交脉冲位置调制(TH-MBPPM)UWB信号可表示为

$$s^{(k)}(t, i) = \sum_{j=1}^{(I+1)N_s-1} A_k \epsilon_s^{1/2} \omega(t - jT_f - c_j^{(k)} T_c - \delta t_i^{(k)}) \quad (2)$$

式中: $s^{(k)}(t, i)$ 是用户 k 传送的第 i 个信号; $\omega(t)$ 为参考脉冲,归一化满足 $\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2(t) dt = 1; d_i^{(k)}$ 表示第

k 个用户发送的第 i 个数据符号, $d_i^{(k)} \in \{1, 2, \dots, M/2\}; \delta$ 是与PPM相关的附加时移,脉冲信号宽度为 T_w ,本文中考虑 $\delta = T_w$ 的双正交PPM信号; A_k 是与传输数据 $d_i^{(k)}$ 相关的信号幅度, $A_k \in \{-1, 1\}; N_s$ 为传送一个符号信息所需要发送的脉冲数,称为重复码长度^[2]; $c_j^{(k)}$ 表示第 k 个用户的第 j 个伪随机跳时码,取值范围为 $0 \leq c_j^{(k)} < N_h, N_h$ 为跳时码的数目; T_f 为脉冲重复周期, T_c 为跳时码宽度,满足 $N_h T_c < T_f$.

假设理想的自由空间传输和加性高斯白噪声(AWGN)信道,当系统中有 N_u 个用户时,接收端信号为

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (3)$$

式中: $\tau_k (k=1, 2, \dots, N_u)$ 为传输时延; $n(t)$ 是双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的白噪声.

2 系统性能分析

对于TH-MBPPM UWB通信系统,定义 $w(t)$ 的自相关函数为

$$R_{ww}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) w(t - \tau) dt \quad (4)$$

不失一般性,假设第一个用户为目标用户,则其第 m 个相关器的模板信号为

$$p_{1,m}(t) = w(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - m\delta - \tau_1) \quad m = 1, 2, \dots, M/2 \quad (5)$$

因此,在采样时刻 $t = (j+1)T_f + \tau_1$ 各相关器的输出为

$$r_{1,m} = \sum_{j=1}^{(I+1)N_s-1} \int_{jT_f+\tau_1}^{(j+1)T_f+\tau_1} r(t) p_{1,m}(t) dt \quad m = 1, 2, \dots, M/2 \quad (6)$$

假设TH-MBPPM UWB信号 s_m 是由用户1发送的,则式(6)可表示为

$$r_{1,m} = \begin{cases} S_m + I_m + n_m, & m = d_i^{(1)} \\ I_m + n_m, & m \neq d_i^{(1)} \end{cases} \quad (7)$$

式中

$$S_m = \sum_{j=1}^{(I+1)N_s-1} \int_{jT_f+\tau_1}^{(j+1)T_f+\tau_1} s^{(1)}(t - \tau_1) \omega(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - m\delta - \tau_1) dt = N_s A_1 \epsilon_s^{1/2} \quad (8)$$

$$n_m = \sum_{j=1}^{(I+1)N_s-1} \int_{jT_f+\tau_1}^{(j+1)T_f+\tau_1} n(t) \omega(t - jT_f - c_j^{(1)} T_c - m\delta - \tau_1) dt \quad (9)$$

S_m 为目标用户成分; n_m 是均值为0、方差为 $\sigma_{n_m}^2 =$

$N_0 N_s/2$ 的高斯白噪声;多址干扰(MAI)成分 I_m 可表示为

$$I_m = \epsilon_s^{1/2} \sum_{k=2}^{N_u} A_k I_m^{(k)}, m = 1, 2, \dots, M/2 \quad (10)$$

其中

$$I_m^{(k)} = \sum_{j'=iN_s}^{(i+1)N_s-1} R_{ww}(\Delta_{j'}^{(k)}), m = 1, 2, \dots, M/2 \quad (11)$$

$$\Delta_{j'}^{(k)} = [j - j']T_f + [c_j^{(1)} - c_{j'}^{(k)}]T_c + [m - d_i^{(k)}]\delta + [\tau_1 - \tau_k] \quad (12)$$

由于数据在系统中以异步方式进行传输,因此传输时延之差 $\tau_1 - \tau_k$ 可能会扩展到多帧的范围内,其差可建模为^[6]

$$\tau_1 - \tau_k = j_{1,k}T_f + \alpha_{1,k}, -T_f/2 \leq \alpha_{1,k} < T_f/2 \quad (13)$$

为分析方便,假设最大跳时时间间隔与最大附加时移之和小于半帧帧长,即

$$N_h T_c + \frac{M}{2}\delta < T_f/2 \quad (14)$$

同时,由于 $R_{ww}(\tau)$ 在 $|\tau| > T_w$ 时为 0,因此式(11)仅在 $j - j' + j_{1,k} = 0$ 时才为非 0,所以

$$\Delta_{j'}^{(k)} = \Delta_{j+j_{1,k}}^{(k)} = [c_j^{(1)} - c_{j+j_{1,k}}^{(k)}]T_c + [m - d_i^{(k)}]\delta + \alpha_{1,k} \quad (15)$$

令 $c = c_j^{(1)} - c_{j+j_{1,k}}^{(k)}$, $d = m - d_i^{(k)}$, 由于 $c_j^{(k)}$ 是伪随机的,且 $c_j^{(k)} \in [0, N_h)$, m 为常数而 $d_i^{(k)}$ 是随机的,同时帧内延迟变量 $\alpha_{1,k}$ 是随机变量 $\alpha_1 - \alpha_k$ 的舍入误差,此时可合理地认为 $\alpha_{1,k}$ 在其范围内服从均匀分布. 因此,在 $\alpha_{1,k} = \alpha$ 时, $\{\Delta_{j'}^{(k)}\}$ 的条件概率密度函数 $f_{\Delta|\alpha}(\Delta|\alpha_{1,k} = \alpha)$ 可表示为

$$f_{\Delta|\alpha}(\Delta|\alpha_{1,k} = \alpha) = \frac{2}{MN_h^2} \sum_{c=-(N_h-1)}^{N_h-1} \sum_{l=1}^{M/2} (N_h - |c|) \delta_D(\Delta - cT_c - (m-l)\delta - \alpha) \quad m = 1, 2, \dots, M/2 \quad (16)$$

式中: $\delta_D(\cdot)$ 为单位脉冲函数. 于是, $R_{ww}(\Delta_{j'}^{(k)})$ 的方差为

$$E[R_{ww}^2(\Delta_{j'}^{(k)})] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_f} \int_{-T_f/2}^{T_f/2} R_{ww}^2(\Delta) \cdot f_{\Delta|\alpha}(\Delta|\alpha_{1,k} = \alpha) d\alpha d\Delta = \frac{2}{MN_h^2 T_f} \cdot \sum_{c=-(N_h-1)}^{N_h-1} \sum_{l=1}^{M/2} \int_{-T_f/2}^{T_f/2} (N_h - |c|) \cdot R_{ww}^2(cT_c + (m-l)\delta + \alpha) d\alpha \quad (17)$$

令所有干扰之和为 $n_{t,m} = I_m + n_m$ ($m = 1, 2, \dots, M/2$)

2), 由于信号 $s^{(k)}(t - \tau_k)$ 与噪声 $n(t)$ 是相互独立的, 因此所有干扰之和的方差为

$$\sigma_{t,m}^2 = E[I_m^2] + E[n_m^2] = \epsilon_s \sum_{j'=iN_s}^{(i+1)N_s-1} \sum_{k=2}^{N_u} E\{[A_k]^2\} E\{[R_{ww}(\Delta_{j'}^{(k)})]^2\} + N_0 N_s/2 \quad (18)$$

对于式(7), 用户 1 相关接收机的输出信号 $\gamma_{1,m}$ 可建模为服从 Gaussian 分布的相互独立的随机变量, 其分布满足^[7]

$$\left. \begin{aligned} r_{1,m} &\sim N(N_s A_1 \epsilon_s^{1/2}, \sigma_{t,m}^2), & m = d_i^{(1)} \\ r_{1,m} &\sim N(0, \sigma_{t,m}^2), & m \neq d_i^{(1)} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

式中: $N(n, \sigma^2)$ 表示均值为 n 、方差为 σ^2 的 Gaussian 分布.

为估计最佳检测器的错误概率, 这里假设传输的数据 $s_1(t)$ 与向量 $\mathbf{s}_1 = [\epsilon_s^{1/2} \ 0 \ \dots \ 0]$ 相对应, 那么接收信号的向量为

$$\mathbf{r} = [N_s \epsilon_s^{1/2} + I_1 + n_1 \quad I_2 + n_2 \quad \dots \quad I_{M/2} + n_{M/2}] \quad (20)$$

最佳检测器根据下列互相关器幅度的最大值得出相应的判决信号^[8]

$$C(\mathbf{r}, \mathbf{s}_m) = \mathbf{r} \cdot \mathbf{s}_m = \sum_{k=1}^{M/2} r_k s_{mk} \quad m = 1, 2, \dots, M/2 \quad (21)$$

最大项的正负号用来确定发送的信号是 $s_m(t)$ 还是 $-s_m(t)$. 按照这一判决准则, 正确判决的概率为 $r_1 = N_s \epsilon_s^{1/2} + I_1 + n_1 > 0$ 且 r_1 超过 $|r_m| = |I_m + n_m|$ ($m = 2, 3, \dots, M/2$) 的概率

$$P(|I_m + n_m| < r_1 | r_1 > 0) = (2\pi)^{-1/2} \frac{1}{\sigma_{t,m}} \int_{-r_1}^{r_1} \exp[-x^2/(2\sigma_{t,m}^2)] dx = (2\pi)^{-1/2} \int_{-r_1/\sigma_{t,m}}^{r_1/\sigma_{t,m}} \exp(-x^2/2) dx \quad m = 2, 3, \dots, M/2 \quad (22)$$

那么, 正确判决的概率为

$$P_c = \int_0^\infty \prod_{m=2}^{M/2} \left[(2\pi)^{-1/2} \int_{-r_1/\sigma_{t,m}}^{r_1/\sigma_{t,m}} \exp(-x^2/2) dx \right] p(r_1) dr_1 \quad (23)$$

式中

$$p(r_1) = (2\pi)^{-1/2} \frac{1}{\sigma_{t,1}} \exp[-(r_1 - N_s \epsilon_s^{1/2})^2/(2\sigma_{t,1}^2)] \quad (24)$$

将 $p(r_1)$ 代入式(23), 得到

$$P_c = (2\pi)^{-1/2} \int_{-A}^\infty \prod_{m=2}^{M/2} \left((2\pi)^{-1/2} \int_{-B}^B \exp(-x^2/2) dx \right) \cdot$$

$$\exp(-t^2/2)dt \quad (25)$$

式中: $A = N_s \epsilon_s^{1/2} / \sigma_{t,1}$; $B = (N_s \epsilon_s^{1/2} + \sigma_{t,1} t) / \sigma_{t,m}$. 因此,系统的误符号率为

$$P_M = 1 - P_c \quad (26)$$

由于上式在计算系统的平均误符号率时具有较大的计算复杂度,因此可对其进行一定的简化. 将 $\Delta_r^{(k)}$ 视为在 $(-(T_f - \delta), T_f - \delta)$ 之间服从均匀分布的随机变量,按照上述方法,可得所有干扰之和的方差为

$$\sigma_t^2 = \sigma_{t,m}^2 = \frac{\epsilon_s N_s (N_u - 1)}{2(T_f - \delta)} \int_{-(T_f - \delta)}^{T_f - \delta} R_{ww}(\Delta) d\Delta + \frac{N_0 N_s}{2} \quad (27)$$

将上式代入(25)式可得正确判决的概率为

$$P_c = (2\pi)^{-1/2} \int_{-C}^{\infty} \left((2\pi)^{-1/2} \int_{-C-t}^{C+t} \exp(-x^2/2) dx \right)^{M/2-1} \exp(-t^2/2) dt \quad (28)$$

式中: $C = N_s \epsilon_s^{1/2} / \sigma_t$.

3 仿真结果

仿真信号使用 Scholtz 单脉冲^[9],其表达式为

$$w(t) = A \left[1 - 4\pi \left(\frac{t - T_d}{\tau_n} \right)^2 \right] \exp(-2\pi((t - T_d)/\tau_n)^2) \quad (29)$$

式中: A 为常数因子,可使信号能量满足归一化条件; τ_n 为时间标准化因子; T_d 为信号时延,这里取 $T_d = T_w/2$ 使信号波形落在区间 $[0, T_w]$ 之内. 归一化的自相关函数为

$$R_{ww}(x) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{x}{\tau_n} \right)^2 + \frac{4}{3} \pi^2 \left(\frac{x}{\tau_n} \right)^4 \right] \exp \left[-\pi \left(\frac{x}{\tau_n} \right)^2 \right] \quad (30)$$

按表 1 给定的参数对跳时 M 元双正交脉冲位置调制 UWB 通信系统的误符号率进行分析,仿真曲线如图 1 所示. 由图可以看出:在用户数一定的情况下

表 1 TH-MBPPM 系统参数设置

参数名称	符号/单位	数值
时间归一化因子	τ_n/ns	0.287 7
脉冲重复时间	T_f/ns	204.8
跳时码宽度	T_c/ns	1.6
每帧跳时码数	$N_h/\text{个}$	32
脉冲宽度	T_w/ns	0.7
PPM 时移	δ/ns	0.7
脉冲数	$N_s/\text{个}$	2
用户数	$N_u/\text{个}$	16

况下,增加输入信噪比可以降低系统的 SER;增大 M 的值也可有效降低系统的 SER. 图 2 示出了在输入信噪比为 10 dB 的情况下,增加系统接入用户数时系统的性能. 容易看出,增加用户数会增大系统的 SER.

在一定的输入信噪比和用户数情况下分别对 M 元双正交脉冲位置调制(MBPPM)和 M 元正交脉冲位置调制(MOPPM)系统的性能做了比较,结果见图 3、图 4. 可以看出,在相同的条件下,MBP-

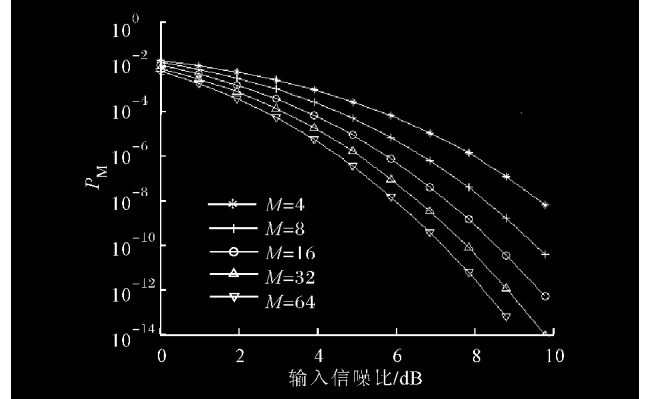


图 1 $N_u=16$ 时 MBPPM 系统的 SER 与输入信噪比的关系

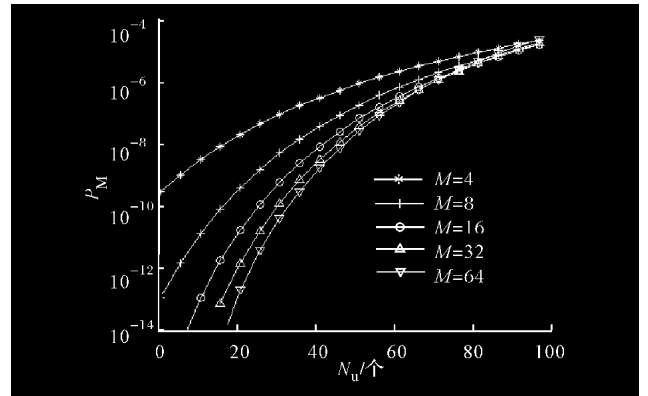


图 2 输入信噪比为 10 dB 时 MBPPM 系统的 SER 与用户数的关系

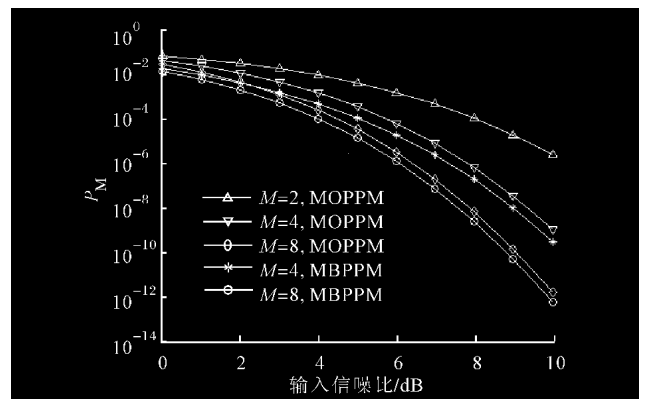


图 3 $N_u=8$ 时两种调制方式的 SER 性能比较

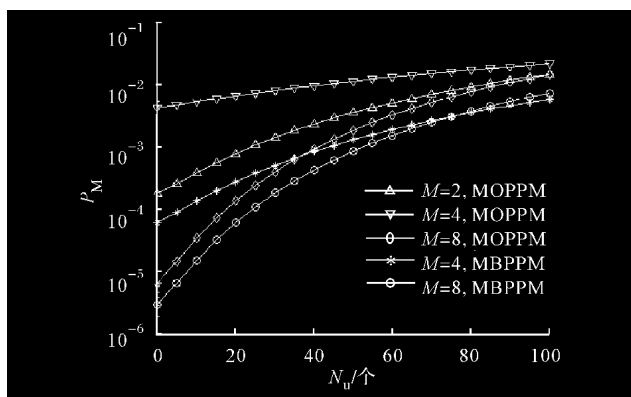


图4 输出信噪比为6 dB时两种调制方式的SER性能比较

PM较MOPPM具有更好的性能,同时其接收机的复杂度降低了50%。

4 结 论

本文在异步多址干扰条件下,采用概率密度函数的方法对TH-MBPPM UWB通信系统的性能进行了分析和比较,结果表明,在输入信噪比相同的情况下, M 值较大时将导致系统的误符号率降低,同时随着接入用户数的增加,系统的误符号率也随之上升。随后,对跳时 M 元双正交脉冲位置调制和跳时 M 元正交脉冲位置调制系统的性能做了比较,结果表明,在系统输入信噪比和接入用户数分别相同的条件下,前者较后者具有更低的误符号率,同时其接收机的复杂度降低了50%。

参考文献:

- [1] Win M Z, Scholtz R A. Impulse radio: how it works [J]. IEEE Communication Letters, 1998, 2(2): 51-53.
- [2] Durisi G, Benedetto S. Performance evaluation and comparison of different modulation schemes for UWB multi-access systems [C]// Proceedings of the IEEE International Conference on Communications. Los Angeles, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003: 2187-2191.
- [3] Hu B, Beaulieu N C. Accurate performance evaluation of time-hopping and direct-sequence UWB systems in multi-user interference[J]. IEEE Trans on Commun, 2005, 53(6): 1053-1062.
- [4] Durisi G, Romme J, Benedetto S. A general method for SER computation of M-PAM and M-PPM UWB systems for indoor multiuser communications [C]// Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference. Los Angeles, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003: 734-738.
- [5] Zhang H, Gulliver T A. Biorthogonal pulse position modulation for time-hopping multiple access UWB communications [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2005, 4(3): 1154-1162.
- [6] Win M Z, Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications [J]. IEEE Trans on Commun, 2000, 48(4): 679-691.
- [7] Li Z, Haimovich A M. Multi-user capacity of M-ary PPM ultra-wideband communications [C]// Proceedings of the IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. Los Angeles, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2002: 175-179.
- [8] Proakis J G. Digital communications [M]. 4th ed. New York: McGraw Hill, 2001: 262-263.
- [9] Chen X M, Kiaei S. Monocycle shapes for ultra wide-band system [C]// Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Los Angeles, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2002: 597-600.

(编辑 刘杨)