

不同调制的并扩超宽带通信系统的性能研究

齐琳, 郭黎利, 姜晓斐, 李超

(哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 以采用 TH MPAM 调制和 TH MPPM 调制的并扩超宽带通信系统为研究对象, 对两种调制的并扩超宽带通信系统的性能进行综合研究与对比分析。在并扩超宽带通信系统结构的基础之上, 对两种调制的并扩超宽带信号的解调误符号性能、并扩信号的解并扩性能和系统总比特误码性能分别进行了研究和仿真分析。由仿真结果可知, 由于 TH MPAM 信号解调时多值符号差错概率的不平衡特性和并扩信号的非等概率特性相匹配, 可保证系统获得良好的解并扩性能, 所以系统的比特误码性能优于采用 TH MPPM 调制的系统比特误码性能。

关键词: 超宽带; 并行组合扩频; 并扩超宽带; MPAM 调制; MPPM 调制

中图分类号: TN911.6 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2012)09-3448-04

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.09.066

Performance studies of different modulation of UWB communication system based on parallel combinatory spread spectrum

QI lin, GUO Li-li, JIANG Xiao-fei, LI Chao

(School of Information & Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: This paper studied on the UWB communication system based on parallel combinatory spread spectrum (PCSS UWB) of TH MPAM modulation and TH MPPM modulation, and gave the studies and contrast analysis. On the foundation of the structure of PCSS UWB communication system, the symbol error rate of demodulation, performance of de-spread and bit error rate (BER) of the system were analyzed and simulated. And the results show that the BER performance of the system of TH MPAM mode is better than that of TH MPPM, because of the matching of the imbalance of multivalued symbols demodulation and non-equal probability of the parallel combinatory spread spectrum signals, which could ensure the performance of de-spread.

Key words: ultra wideband; parallel combinatory spread spectrum; PCSS UWB; MPAM modulation; MPPM modulation

0 引言

并扩超宽带通信^[1~3]系统是一种新的无线通信系统结构, 是在并行组合扩频通信^[4~6]和超宽带通信^[7,8]技术已有研究成果的基础之上, 将并扩通信系统嵌入超宽带通信系统之中, 使系统同时具有并扩通信和超宽带通信的优点, 即较高的信息传输效率和极低的截获、检测概率。

文献[1]对并扩超宽带通信系统进行了系统建模和系统性能的仿真分析, 并与常规超宽带通信系统和常规连续载波并扩通信系统的比特误码性能进行了比较。文献[2]在文献[1]的基础之上, 结合并扩信号非等概出现的特点, 对采用 TH MPAM 调制的并扩非等概超宽带通信系统的信号解调差错概率和系统总比特误码性能进行了理论分析和仿真验证。文献[3]则对不同扩频序列种类和序列长度对系统比特误码性能的影响进行了对比分析和仿真验证。

由于并扩通信系统输出信号码元具有多值特性, 所以并扩超宽带通信系统可以采用多进制的调制解调方式。其中, 文献[1,2]采用了 TH MPAM 调制, 文献[3]采用了 TH MPPM 调制, 但上述文献都未将此两种调制的并扩超宽带通信系统的性

能进行综合比较。所以, 本文将采用 TH MPAM 调制和 TH MPPM 调制的并扩超宽带通信系统作为研究对象, 建立系统模型, 对并扩超宽带信号解调的误符号性能、并扩信号的解并扩性能和系统总比特误码性能进行对比研究和仿真实验。

1 并扩超宽带通信系统发射机原理

将并行组合扩频通信系统嵌入到超宽带通信系统之中, 得到并扩超宽带通信系统, 发送端原理如图1所示。

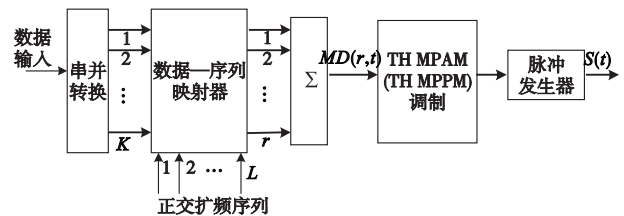


图1 并扩超宽带通信系统发送端原理图

输入的 K 比特数据首先经过串并变换, 根据数据-序列映射算法^[9,10]从 L 个正交的扩频序列集合 ($PN_1, PN_2, \dots, PN_L$) 中选择 r 个序列及其极性, 得到组合序列为

$$PN = (q_{i_1} PN_{i_1}, q_{i_2} PN_{i_2}, \dots, q_{i_r} PN_{i_r}) \quad (1)$$

收稿日期: 2011-11-27; 修回日期: 2011-12-29

作者简介: 齐琳 (1979-), 女, 黑龙江哈尔滨人, 讲师, 博士, 主要研究方向为现代数字通信系统与通信技术 (qilin@hrbeu.edu.cn); 郭黎利 (1955-), 男, 教授, 博导, 博士, 主要研究方向为现代数字通信系统与通信技术; 姜晓斐 (1985-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为超宽带无线通信技术; 李超 (1988-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为通信信号盲源分离。

其中: q_{il} 是第 i_l 个序列的极性因子且 $q_{il} \in \{-1, +1\}$ ($l=1, 2, \dots, r$);扩频序列周期为 N ,其中的码元取值范围为 $\{-1, +1\}$ 。

将选出的 r 个序列等幅相加,得到并扩信号为

$$MD(r, t) = \sum_{l=1}^r q_{il} PN_{il}(t) \quad (2)$$

由上述过程可知,系统并行发送多个带有极性信息的扩频序列,能够同时传输的信息比特为 $K = r + \lceil \log_2(C_L^r) \rceil$ 比特,可以实现高效率的数据传输。

由式(2)可知,由 r 个扩频序列在时域相加而得到的 $MD(r, t)$ 为多值($r+1$ 值)信号;再由扩频序列码元取值范围可知,序列等幅相加后 $MD(r, t)$ 的第 n 个码元的取值为

$$MD(r, n_l) = l - (r - l) = 2l - r \quad 0 \leq l \leq r \quad (3)$$

其中: l 为 r 个扩频序列中第 n 个码元中 $+1$ 的数目, $r-l$ 为 r 个扩频序列中第 n 个码元中 -1 的数目。

已知扩频序列码元的取值范围为 $\{-1, +1\}$,则可知 $MD(r, t)$ 中第 n 个码元的出现概率为

$$P_{MD(r, n_l)} = \left(\frac{1}{2}\right)^r C_r^l \quad (4)$$

由式(4)可知, $MD(r, t)$ 中的码元出现概率并不相等,即并扩部分输出的多值符号具有非等概特征^[11]。

由于 $MD(r, t)$ 为多值信号,所以系统采用多进制调制解调方式,如TH MPAM调制或TH MPPM调制,进制数 $M = r + 1$,则两种调制的发射信号分别为

$$S_{\text{TH-MPAM}}(t) = \sqrt{\varepsilon_s} \sum_{j=-\infty}^{\infty} MD(r, t) \lfloor j/N_s \rfloor p(t - jT_f - C_j T_c) \quad (5)$$

$$S_{\text{TH-MPPM}}(t) = \sqrt{\varepsilon_s} \sum_{j=-\infty}^{\infty} p(t - jT_f - C_j T_c - \delta \frac{MD(r, t) \lfloor j/N_s \rfloor + r}{2}) \quad (6)$$

其中: $p(t)$ 为脉冲宽度为 T_w 的单周期脉冲信号,能量满足归一化条件,即 $\int_{-\infty}^{\infty} p^2(t) dt = 1$; N_s 为传送单个信息符号所需要发送的脉冲数目; $\sqrt{\varepsilon_s}$ 为单脉冲信号的幅度; T_f 为脉冲重复时间; $C_j T_c$ 为由跳时码引起的时移, C_j 为第 j 个跳时码元, T_c 为跳时码片宽度; δ 为MPPM调制的时间偏移量。

2 并扩超宽带通信系统接收机原理

并扩超宽带通信系统接收端原理如图2所示。图中首先对TH MPAM信号或TH MPPM信号进行解调(不同的调制方式其解调用相关接收机结构和模板信号是不相同),然后对解调后的估计符号 $\hat{MD}(r, t)$ 进行并扩信号解并扩运算,即序列—数据逆映射^[9,10],最后并串转换输出数据。

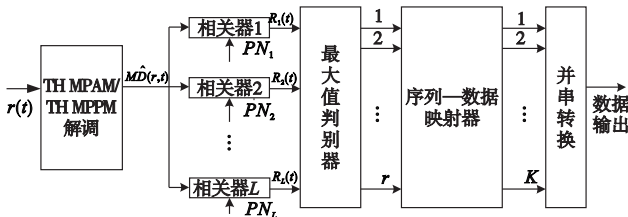


图2 并扩超宽带通信系统接收端原理图

2.1 TH MPAM方式

TH MPAM调制的相关接收机结构如图3所示,采用一个乘法器和相关模板信号,后面的阈值检测器根据进制数设置 $M-1$ 个判决门限以恢复估计的并扩信号 $\hat{MD}(r, t)$,此时 $M-1 = r$ 。

由于并扩部分输出信号的非等概特性,图3中的阈值检测部分不能采用常规等概情况下的最佳判决门限^[12],而是需要根据似然比准则来确定非等概情况下的判决门限。文献[2]

给出的非等概情况下最佳判决门限以及并扩信号正确判决的概率为

$$W_{l+1} = \sqrt{\varepsilon_s} N_s (2l + 1 - r) - \frac{\sigma_n^2}{2\sqrt{\varepsilon_s} N_s} \ln\left(\frac{r-l}{l+1}\right) \quad l=0, 1, 2, \dots, r-1 \quad (7)$$

$$P_{e1} = 2 \left\{ \left(\frac{1}{2}\right)^r C_r^0 \int_{-\infty}^{W_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(R-E_{R_{n,0}})^2}{2\sigma_n^2}\right] dR \right\}_{l=0} + \sum_{l=1}^{(r-1)/2-1} \left(\frac{1}{2}\right)^r C_r^l \int_{W_l}^{W_{l+1}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(R-E_{R_{n,l}})^2}{2\sigma_n^2}\right] dR \left\{ \right. \\ \left. dR \right\}_{l=1, 2, \dots, (r-1)/2-1} + \left(\frac{1}{2}\right)^r C_r^{(r-1)/2} \int_{W_{(r+1)/2-1}}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(R-E_{R_{n,(r-1)/2}})^2}{2\sigma_n^2}\right] dR \left\{ \right. \\ \left. dR \right\}_{l=(r-1)/2} \quad (8)$$

其中: $E_{R_{n,l}} = \sqrt{\varepsilon_s} N_s (2l - r)$,则TH MPAM信号的解调差错概率(误符号率)为

$$P_{e1} = 1 - P_{c1} \quad (9)$$



图3 TH MPAM相关接收机结构

2.2 TH MPPM方式

TH MPPM调制的相关接收机结构^[12]如图4所示,根据进制数设置 M 个相关器和相关模板信号,此时 $M = r + 1$ 。

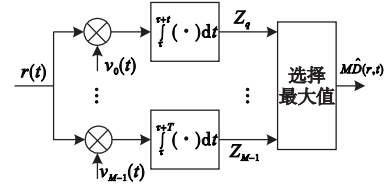


图4 TH MPPM相关接收机结构

若系统已完全同步,则接收信号为

$$r(t) = S_{\text{TH-MPPM}}(t) + n(t) =$$

$$\sqrt{\varepsilon_s} \sum_{j=-\infty}^{\infty} p(t - jT_f - C_j T_c - \delta \frac{MD(r, t) \lfloor j/N_s \rfloor + r}{2}) + n(t) \quad (10)$$

其中: $n(t)$ 是均值为0、双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声。

接收信号和本地模板信号进行相关运算,其中第 m 个支路的相关模板信号表达式为

$$v_m(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} p(t - jT_f - C_j T_c - m\delta) \quad (11)$$

其中, $0 \leq m \leq M-1$ 。

$r(t)$ 和 M 个相关模板信号进行相关运算,第 m 个支路的相关器输出为

$$Z_m = \sum_{j=nN_s}^{(n+1)N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} \sqrt{\varepsilon_s} \sum_{j=nN_s}^{(n+1)N_s-1} p(t - jT_f - C_j T_c - m\delta) \times \\ p(t - jT_f - C_j T_c - m\delta) dt + \sum_{j=nN_s}^{(n+1)N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} \sqrt{\varepsilon_s} \sum_{j=nN_s}^{(n+1)N_s-1} n(t) p(t - jT_f - C_j T_c - m\delta) dt \quad (12)$$

整理、化简后为

$$Z_m = \begin{cases} \sqrt{\varepsilon_s} N_s + N(t) & MD(r, t) = 2m - r \\ N(t) & MD(r, t) \neq 2m - r \end{cases} \quad (13)$$

其中: $N(t)$ 是均值为0、方差为 $N_0 N_s/2$ 的高斯随机变量,则当 $MD(r, t) = 2m - r$ 时, Z_m 是均值为 $\sqrt{\varepsilon_s} N_s$ 、方差为 $N_0 N_s/2$ 的高

斯随机变量。

最大值选择器根据 M 个判决变量 Z_m 的取值,择大输出得到估计符号 $\hat{MD}(r,t)$ 。

虽然与 $MD(r,t)$ 中多值符号相对应的 M 个脉冲位置的出现概率不等,但每一脉冲位置在判决时都采用相同的最大值判决原理,所以可以得到符号正确判决的概率为

$$P_{c2} = p(Z_i > Z_0, Z_i > Z_1, \dots, Z_i > Z_m, m=0, 1, \dots, M-1, m \neq i) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(Z_i > Z_0, Z_i > Z_1, \dots, Z_i > Z_m | Z_i) p(Z_i) dZ_i = \int_{-\infty}^{+\infty} P(Z_i > Z_m)^{M-1} p(Z_i) dZ_i \quad (14)$$

整理化简后为

$$P_{c2} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{y}{\sqrt{2}} + \frac{\sqrt{\varepsilon_s} N_s}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \right]^r e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (15)$$

其中: $\sigma_n = \sqrt{N_0 N_s / 2}$, 则 TH MPPM 信号的解调差错概率(误符号率)为

$$P_{e2} = 1 - P_{c2} \quad (16)$$

2.3 并扩信号解并扩

TH MPAM 信号或 TH MPPM 信号解调之后进行并扩信号的解并扩,原理如图 2 所示,估计符号 $\hat{MD}(r,t)$ 送入相关器组,和 L 个正交的扩频序列相关, L 个相关器的输出为

$$R_i(t) = \int_0^T \hat{MD}(r,t) P N_i(t) dt \quad 1 \leq i \leq L \quad (17)$$

若假设并扩部分所选择的 L 个扩频序列之间严格满足正交关系,则 L 个相关器的输出信号中将有 r 个值的绝对值最大,且大于其他 $L-r$ 个相关器的输出,即 $|R_i| > |R_m|, m=1, 2, \dots, L-r, m \neq i$ 。据此可以确定发送的 r 个序列以及相应的极性,经过序列—数据逆映射重构信息,再经过并/串转换输出数据,完成最终的数据恢复^[13]。

3 系统仿真和结果分析

根据图 1、2 所示并扩超宽带通信系统,利用 MATLAB 仿真软件建立系统仿真模型,进行系统性能的仿真和分析。为简化分析,假设系统收、发端已精确同步,信道中只存在加性高斯白噪声,无多径且单用户条件。

仿真选取正交扩频序列的数目 $L=16$,从中选取 $r=3$ 个扩频序列;扩频序列选择平衡 Gold 序列,序列周期为 63;16 选 3 所对应的输出和序列的取值为 $\{\pm 1, \pm 3\}$ 是 4 值序列,所以系统采用 TH 4PAM 和 TH 4PPM 调制方式;脉冲采用高斯脉冲的二阶导数形式,脉冲重复周期为 3 ns,跳时码元宽度为 1 ns,脉冲宽度为 0.25 ns。

在以上仿真条件下,根据式(9)(16)画出 TH MPAM 信号和 TH MPPM 信号解调差错概率随信噪比变化曲线如图 5 所示,图中同时画出仿真所得曲线。

由图 5 曲线可知,两种调制方式仿真所得解调差错概率曲线和由公式计算所得曲线基本重合,证明了公式推导的正确性。同时由曲线可知,TH 4PAM 方式信号的解调性能不如 TH 4PPM 方式,这是由于 TH 4PAM 信号中多值符号在解调时差错概率的不平衡性所造成的,如图 6 曲线所示。

由图 6 曲线可知,TH 4PPM 信号发送 -3 、 -1 、 $+1$ 和 $+3$ 时的解调差错概率都等于 TH 4PPM 信号总的解调差错概率,因为 TH 4PPM 信号在解调时的择大输出过程均相同;TH 4PAM 信号发送 -3 、 -1 、 $+1$ 和 $+3$ 时的解调差错概率并不相

等,说明 TH 4PAM 信号存在多值符号解调差错概率不平衡特性。所以,由四种符号解调差错概率及其出现概率共同决定了 TH 4PAM 信号的解调差错概率,TH 4PAM 方式解调差错概率大于 TH 4PPM 方式。

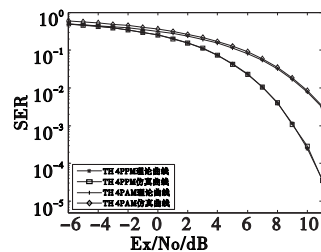


图5 两种调制方式解调差错概率曲线

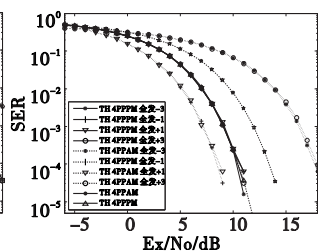


图6 多值符号解调差错概率曲线

图 7 所示为 TH 4PAM 信号四种幅度概率密度函数的示意。图中相邻曲线重叠区域所覆盖的面积之和就是 TH 4PAM 信号的解调差错概率,其中 -1 和 $+1$ 的解调差错概率对应两块面积之和, -3 和 $+3$ 的解调差错概率对应一块面积。随着信噪比的增加,信号分布开始向曲线的峰值部分集中,落在重叠部分的信号大大减少,并且两块面积的同时减少多于一块,所以 -1 和 $+1$ 的解调差错概率低于 -3 和 $+3$ 的解调差错概率(图 6)。

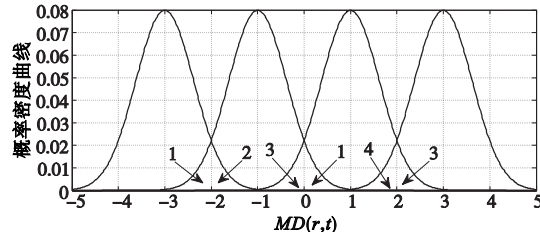


图7 TH 4PAM信号幅度概率密度函数

TH 4PAM 信号解调差错概率的不平衡性正好可以和并行组合扩频信号的非等概率特性相匹配,保证了估计的并扩信号的相关特性,即发送 -1 和 $+1$ 时的解调差错概率明显低于发送 -3 和 $+3$ 时的解调差错概率,出现概率大的符号具有较低的解调差错概率,这一特性可以保证系统获得良好的解并扩性能。

两种调制的并扩超宽带通信系统比特误码性能曲线如图 8 所示,TH 4PAM 调制系统总比特误码性能优于 TH 4PPM 调制,与信号解调差错概率性能分析结果正好相反,说明前者的解并扩性能要优于后者。

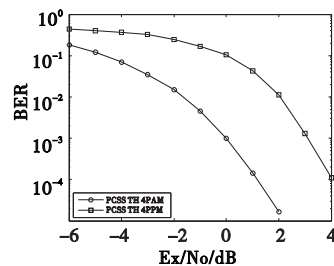


图8 两种调制系统比特误码性能曲线

图 9 所示为 $E_s/N_0 = 4$ dB 时,两种调制系统解并扩时三个自相关值以及最大互相关值变化曲线的示意图。由图 9 可知,TH 4PAM 调制三个自相关值大于最大互相关值,可以实现最大值的准确提取;TH 4PPM 调制最大互相关值接近于三个自相关值,有部分重叠,会影响最大值的提取,导致系统解并扩性能的降低。

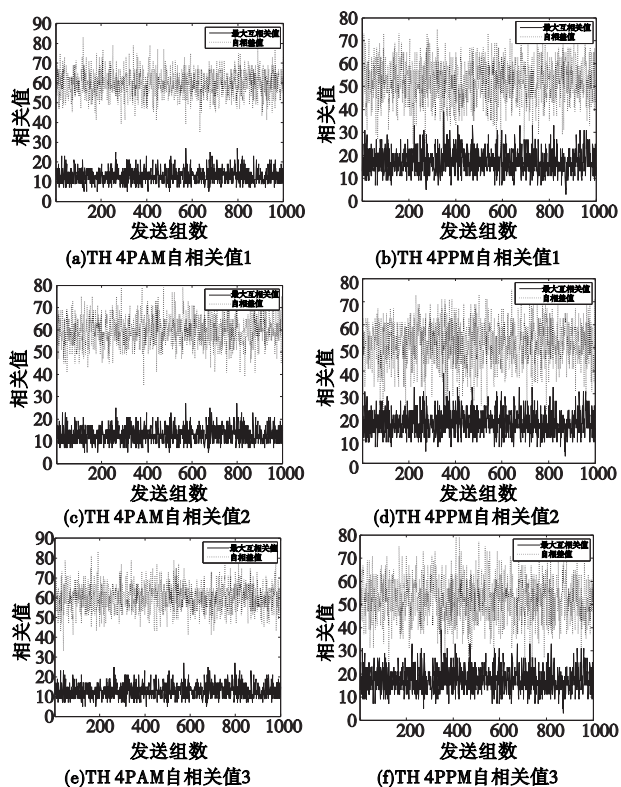


图9 两种调制解扩并扩相关值变化曲线

由上述分析过程可知,TH 4PAM 调制可以保证估计的并扩信号多值符号的出现概率,即保证序列的相关特性不被破坏,所以解并扩性能良好,系统比特误码性能优于 TH 4PPM 调制。

4 结束语

本文对两种不同调制的并扩超宽带通信系统的性能进行了分析和研究,给出了两种调制的接收机结构以及信号解调差错概率计算公式,并利用仿真软件建立系统模型,进行系统解调性能、解并扩性能和系统总体性能的仿真和对比分析。

由仿真结果可知,由于 TH 4PAM 信号解调差错概率的不平衡性,导致 TH 4PAM 信号的解调误符号性能差于 TH 4PPM 方式。但 TH 4PAM 信号解调差错概率的不平衡性可以很好地保证恢复的并扩信号的相关特性,从而具有良好的解并扩性能,

所以,TH MPAM 调制的系统比特误码性能要优于 TH MPPM 调制。

参考文献:

- [1] QI Lin, GUO Li-li, JIANG Xiao-fei. Performance studies of UWB communication system based on parallel combinatory spread spectrum [C]//Proc of the 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 1-4.
- [2] 齐琳,郭黎利. 并行组合扩频非等概超宽带系统误码性能研究[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(3): 659-664.
- [3] JIANG Xiao-fei, GUO Li-li, WANG Bai-ling, et al. Performance analysis for UWB system based on parallel combinatory spread spectrum using different pseudo-noise sequences [C]//Proc of International Conference on Education Technology and Computer. 2010: 213-216.
- [4] ZHU Jin-kang. Parallel combinatory SS communication [J]. IEICE Technical Report of Japan SSTA, 1990(6): 34-42.
- [5] ZHU Jin-kong, SASAKI S, MARUBAYASHI G. Proposal of parallel combinatory spread spectrum communication system [J]. Trans on IEICE, 1991, J74-BII(5): 207-214.
- [6] ZHU Jin-kang. Properties and application of parallel combinatory SS communication system [C]//Proc of the 2nd IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. 1992: 227-230.
- [7] WIN M Z, SCHOLTZ R A. Impulse radio: how it works [J]. IEEE Communication Letters, 1998, 2(2): 36-38.
- [8] ZHU Qing-liu, JIA Zhuan-hong, ZOU Chuan-yun. On the performance of different modulation schemes for UWB systems in a multipath channel [C]//Proc of IET International Conference on Wireless, Mobile and Multimedia Networks. 2006: 1-4.
- [9] 郭黎利,衣强,李北明. 基于 r -组合的并行组合扩频通信研究[J]. 信息传输与接入技术, 2007, 33(4): 25-27.
- [10] 王玫,郭黎利,于奇. 基于改进 r -组合映射编码并行组合扩频通信系统的分析[J]. 舰船电子工程, 2008, 28(10): 78-81.
- [11] 赵获. 并行组合扩频的通信测距复合系统关键技术[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009.
- [12] 葛利嘉,朱林,袁晓芳,等. 超宽带无线电基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [13] 朱近康. CDMA 通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.