

M元扩频信号的一种差分检测方法

褚振勇, 牛红波, 黄国策

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要:提出了一种M元扩频信号的差分检测方法,发端将输入的串行数据转换为并行数据,然后进行M元差分编码、M元扩频编码和载波调制。为了降低了组合相关干扰和选码的难度,发端使用了修正的循环扩频码进行M元扩频。这种扩频码是在原型扩频码的基础上分别添加循环前缀和循环后缀后得到的。接收端利用一个SAWTDL器件对接收信号进行相关检测,根据M元扩频码的编码规则,SAWTDL器件输出的自相关峰之间的间隔包含了发送的数据信息,接收机通过对相邻自相关峰出现的时间间隔进行差分译码,即可恢复出数据信息。该方法只需要一个SAWTDL器件就可实现对M元扩频信号的相关检测,简化了接收机的结构。论文对系统的误码性能和数据传输能力进行了分析,仿真结果与理论分析的结论一致。

关键词:M元扩频;修正循环扩频码;差分检测;声表面波抽头延迟线

中图分类号:TN914.53 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2008)04-0054-05

M元扩频技术具有抗干扰能力强、频带利用率高和信号保密性好等方面的优势,已经越来越多的应用于各类无线通信系统中^[1]。但是传统的M元扩频方式同时需要M条相互正交的扩频码,其最优接收机则相应的需要相同数量的匹配滤波器^[2-7],这就使得M元扩频接收机的结构十分复杂,选码难度很大。本文提出了一种M元扩频信号的差分检测方法。其发端使用修正的循环扩频码(Modified Cyclic Spreading Code, MCSC)进行M元扩频,这种扩频码是在文献[8]基础上的进一步改进,它不但降低了选码难度,而且还可避免组合相关的影响。接收端采用一个SAWTDL器件^[9-10]作为解扩处理单元,实现对M元扩频信号的实时处理。

1 系统模型

1.1 修正循环扩频码的设计

将一条长度为N且相关特性好的伪随机序列作为原型扩频码,则该扩频码可表示为 $C(0), C(1), \dots, C(i), \dots, C(N-1)$,其中 $C(i)$ 表示该码的第 $(i+1)$ 个码片。修正循环扩频码是在原型扩频码的前面和后面分别添加循环前缀和循环后缀后得到的,循环前缀和循环后缀长度不是固定的,如表1所示。修正循环扩频码的实现方法:首先由3个周期的原型扩频码构成一个长序列,然后用M个截取窗分别对该序列进行截取,截取窗的长度等于 $(N+M-1)$ 个码片周期,每个截取窗所获得的序列就是一条修正循环扩频码,这样就得到了M条扩频序列,分别用符号 $C^{(0)}, C^{(1)}, \dots, C^{(M-1)}$ 表示。修正循环扩频码的码长为 $(N+M-1)$,其中原型扩频码长为N,循环前缀和循环后缀的码片总数为 $(M-1)$ 。

1.2 差分检测

图1给出了发射机和接收机的原理框图。

在发射端,将串行输入数据转换为K路并行数据,并将K位二进制数据转换为M进制的数据 $(M=2^K)$ 。

收稿日期:2007-07-13

基金项目:陕西省自然科学基金资助项目(2006F22);中国博士后科学基金资助项目(20070421136)

作者简介:褚振勇(1972-),男,河北藁城人,副教授,博士,主要从事卫星通信、通信抗干扰研究。

E-mail:mccdma@126.com

然后,将 M 进制串行数据流 b_i 进行 M 进制差分编码,编码规则为

$$d_i = \text{mod}(b_i + d_{i-1}), i = 1, 2, \dots \quad (1)$$

式中, $\text{mod}(x)$ 表示取模 M 运算。最后将差分编码数据 d_i 进行 M 元扩频编码以及 BPSK 载波调制。 d 与 M 元扩频码的对应关系如表 1 所示。这里设扩频码片周期为 T_c , 原型扩频码周期为 NT_c , 修正循环扩频码周期为 $T_s, T_s = (N + M - 1)T_c$ 。差分编码把相邻两个扩频序列之间的绝对关系转变为相对关系,从而将数据比特信息转换为两个自相关峰之间的时间间隔。

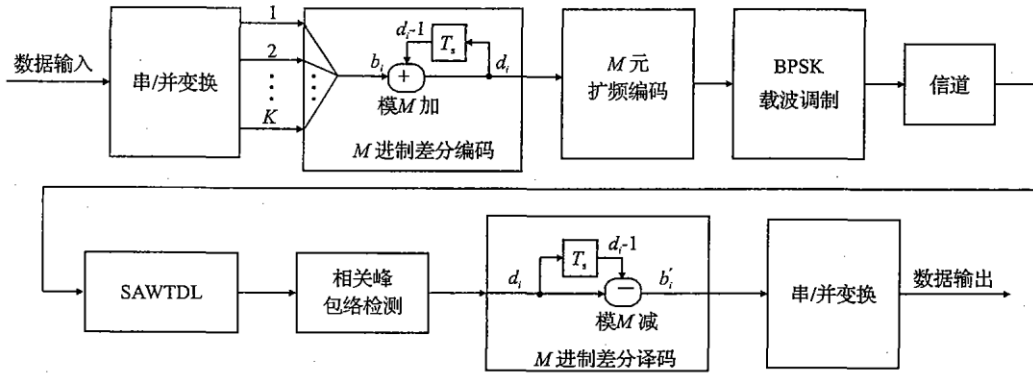


图 1 系统原理框图

Fig. 1 The system block diagram

表 1 修正循环扩频码循环前缀和循环后缀的结构及与差分编码数据 d_i 的对应关系

Tab. 1 The frame of cycle - prefix & cycle - suffix of MCSC and its relationship with d_i

符号表示	循环前缀	循环后缀	d_i
$C^{(0)}$	$C(N-M+1) \dots C(N-2) C(N-1)$	-	0
$C^{(1)}$	$C(N-M+2) \dots C(N-2) C(N-1)$	$C(0)$	1
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$C^{(M-1)}$	-	$C(0) C(1) \dots C(M-2)$	$M-1$

接收机只需要使用一个 SAWTDL 器件就可实现对 M 元扩频信号的相关检测,从而最大程度地降低了复杂度。SAWTDL 器件与原型扩频码完全匹配,其输出信号可分为自相关区和组合相关区,如图 2 所示。当一个修正循环扩频码信号进入 SAWTDL 器件后,SAWTDL 的输出为原型扩频码的自相关信号,具有尖锐的自相关峰和较低的自相关旁瓣。当进入 SAWTDL 器件的信号为两条相邻修正循环扩频码合成的组合码时,输出为组合相关信号,其幅度值往往会远大于自相关旁瓣值。对于接收到的第 i 个扩频码($i = 1, 2, \dots$),其自相关区出现的时间区间为 $[NT_c + (i-1)T_s, iT_s]$, 组合相关区出现的时间间隔为 $[iT_s, N + iT_s]$ 。接收端在完成码同步后,产生一个周期性的判决孔径,每个孔径的宽度为 $(M-1)T_c$, 并与自相关区同步出现,包络检测器只对出现在判决孔径内的相关峰进行择大判决,以避免组合相关旁瓣对相关峰判决的影响。

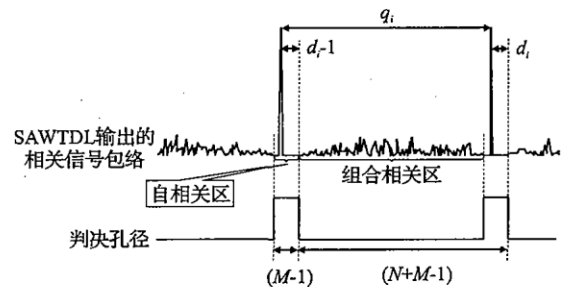


图 2 相关峰的包络检测

Fig. 2 Envelope detection of correlation peak

相关峰包络检测器确定自相关峰出现的位置,并通过数字采样的方法得到相邻两个相关峰之间的时间间隔为 q_i 个码片周期

$$q_i = d_{i-1} + (N + M - 1) - d_i, i = 1, 2, \dots \quad (2)$$

式中, $q_i \in [(N - M + 1)T_c, (N + 2M - 2)T_c]$ 。

M 进制差分译码的规则为

$$b'_i = \text{mod}(d_i - d_{i-1}), i = 1, 2, \dots \quad (3)$$

根据式(2)可得

$$b'_i = \text{mod}[(N + M - 1) - q_i], i = 1, 2, \dots \quad (4)$$

最后将 b'_i 转换为 K 位二进制数据,经并串转换后输出。

2 性能分析

2.1 差错性能

设 BPSK 载波频率为 ω_0 , 则发射信号为

$$S(t) = \sum_{i=1}^{\infty} C^{(d_i)} p(t - iT_s) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (5)$$

式中, $p(t)$ 为单位幅度的矩形脉冲波形, 它在 $t < 0$ 及 $t > T_s$ 区间内恒为 0; φ 为载波随机相位, 且 $\varphi \in [0, 2\pi)$ 。

在 AWGN 信道中, 接收信号为

$$r(t) = \sum_{i=1}^{\infty} C^{(d_i)} p(t - iT_s) \cos(\omega_0 t + \varphi) + n(t) \quad (6)$$

式中, $n(t)$ 为双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声。

设一个 M 元扩频码的符号能量为 E_s , SAWTDL 输出的自相关峰的能量则为 E'_s 。定义编码效率 $\hbar = \frac{N}{N+M-1}$, 则 $E'_s = \hbar E_s$ 。在 $[NT_c + (i-1)T_s, iT_s]$ 内对 SAWTDL 输出的 M 个相关信号 $y_m (m = 1, 2, \dots, M)$ 进行包络检测, 不失一般性, 设 y_1 为最大相关信号, 它服从 Rician 分布^[3], 其 PDF 为

$$p_{y_1}(x_1) = \frac{2x_1}{N_0} \exp\left(-\frac{x_1^2 + E'_s}{N_0}\right) J_0\left(\frac{2x_1 \sqrt{E'_s}}{N_0}\right) \quad (7)$$

式中, $J_0(x)$ 为零阶修正 Bessel 函数。由于原型扩频码具有良好的相关性能, 其自相关旁瓣值很低, 所以 SAWTDL 的输出信号 $y_m (m = 2, 3, \dots, M)$ 近似服从 Rayleigh 分布^[3], 其 PDF 为

$$p_{y_m}(x_m) = \frac{2x_m}{N_0} \exp\left(-\frac{x_m^2}{N_0}\right), \quad m = 2, 3, \dots, M \quad (8)$$

对于 $M = 2, 3, \dots, M$, 检测概率 $p(y_m < y_1 | y_1)$ 都是相同的, 所以正确判决概率为

$$\begin{aligned} P_c &= P(y_2 < y_1, y_3 < y_1, \dots, y_m < y_1) = \int_0^{\infty} P(y_2 < y_1, y_3 < y_1, \dots, y_m < y_1 | y_1 = x) p_{y_1}(x) dx \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} (-1)^i C_{M-1}^i \frac{1}{1+i} \exp\left(-\frac{i}{1+i} \frac{E'_s}{N_0}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

符号的错误概率则为

$$P_M = 1 - P_c \quad (10)$$

在进行差分译码时, 差错会引起误码扩散, 使得最终的符号差错概率为

$$P_s \approx 2P_M \quad (11)$$

在 M 元扩频中, 每个扩频码均携带了 K 位数据信息, 则接收机的比特差错概率为

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} P_s = \frac{M}{(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (-1)^{i+1} C_{M-1}^i \frac{1}{1+i} \exp\left(\frac{-i}{1+i} \frac{\hbar KE_b}{N_0}\right) \quad (12)$$

根据文献[11], 可以进一步得到异步 CDMA 系统多用户条件下的误比特率为

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} P_s = \frac{M}{(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (-1)^{i+1} C_{M-1}^i \frac{1}{1+i} \exp\left\{\frac{-i}{1+i} \left[\left(\frac{\hbar KE_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{2(U-1)\sigma^2}{N} \right]\right\} \quad (13)$$

式中, U 为系统有效用户数; σ^2 为各用户原型扩频码之间的互相关和组合互相关旁瓣值的方差。

在 AWGN 信道中, 当用户数分别为 1、2、4、6、8 和 10 时, 采用 127 位 Gold 序列作为原型扩频码, $M = 16$, 图 3 给出了系统的误比特性能曲线。

2.2 数据传输能力

接收机的数据传输速率为

$$R' = \frac{\log_2(M)}{2(N+M-1)T_c} = \frac{\hbar \log_2(M)}{NT_c} \quad (14)$$

编码效率 \hbar 与数据传输能力密切相关, 而 \hbar 是由 M 与扩频码

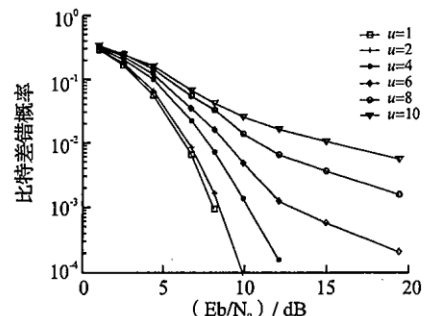


图 3 误比特性能曲线

Fig. 3 Probability of bit error

长 N 共同决定的。图 4 给出了接收机的数据传输性能曲线。

由图 4 可知,在原型扩频码长 N 确定的情况下,乘积 hK 取最大值时,系统的差错性能达到最佳,此时的 M 值为最优值,用 M_{opt} 表示,并且 $M_{opt} = 2^{K_{opt}}$ 。显然,当 $M = M_{opt}$ 时,以下不等式是成立的

$$\begin{cases} \frac{NK_{opt}}{N + 2^{K_{opt}} - 1} > \frac{N(K_{opt} - 1)}{N + 2^{(K_{opt} - 1)} - 1} \\ \frac{NK_{opt}}{N + 2^{K_{opt}} - 1} > \frac{N(K_{opt} + 1)}{N + 2^{(K_{opt} + 1)} - 1} \end{cases} \quad (15)$$

经整理可得

$$\left(\frac{\log_2(M_{opt})}{2} - 1\right)M_{opt} + 1 < N < (\log_2(M_{opt}) - 1)M_{opt} + 1 \quad (16)$$

图 5 给出了 $\left(\frac{\log_2(M_{opt})}{2} - 1\right)M_{opt} + 1$ 和 $(\log_2(M_{opt}) - 1)M_{opt} + 1$ 两条曲线,通过这两条曲线所夹的区域可以互相确定 N 与 M_{opt} 的最佳取值。由图 5 还可看到,随着 M_{opt} 值的增加, N 将远大于 M_{opt} ,此时系统的编码效率 h 逐渐趋近于 1,接收机的差错性能接近于最优接收机。

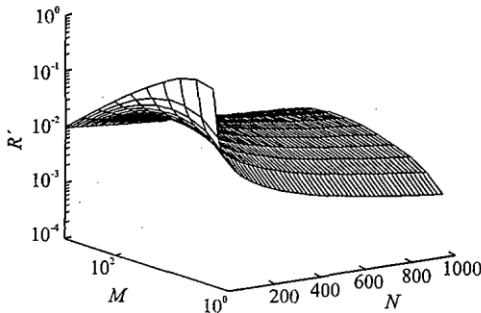


图 4 接收机的数据传输性能

Fig. 4 Data transmission capability of the receiver

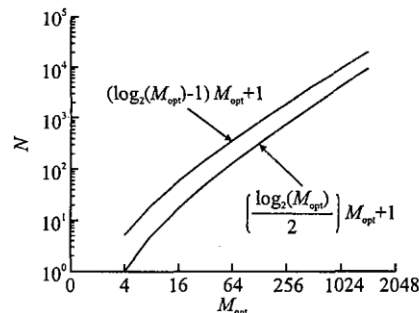


图 5 $M_{opt} \sim N$ 曲线

Fig. 5 $M_{opt} \sim N$ curves

3 结论

本文提出并分析了一种 M 元扩频信号的差分检测方法,它的发端使用修正的循环扩频码进行 M 元扩频,接收端只使用一个 SAWTDL 器件即可完成 M 元解扩。这种 M 元扩频接收机的结构简单,并且在编码效率较高时,可以获得接近于最优接收机的性能。在处理速度允许的情况下,也可用数字匹配滤波器取代 SAWTDL 器件进行相关检测。

参考文献:

[1] 杨 霄,芮国胜,于文德. 变换域通信系统及其关键技术[J]. 海军航空工程学院学报,2008,23(2):157-160.
 YANG Xiao, RUI Guosheng, YU Wende. Transform Domain Communication System and Its Key Techniques[J]. Journal of Naval Aeronautical Engineering Institute, 2008, 23(2): 157-160. (in Chinese)

[2] Lee Jhong Sam, Miller Leonard E. CDMA Systems Engineering Handbook (Artech House Mobile Communications Library) [M]. Boston: Artech House Publishers, 1998.

[3] Proakis John G, Masoud Salehi. Communication Systems Engineering (2nd Edition) [M]. New Jersey: Prentice Hall, 2001.

[4] 曾兴雯, 刘乃安, 孙献璞. 扩展频谱通信及其多址技术 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004.
 ZENG Xingwen, LIU Naian, SUN Xianpu. Spread Spectrum Communication and Its Multiple Access Technique [M]. Xi'an: Xidian University Press, 2004. (in Chinese)

[5] 李维英, 杨 军, 陈彦辉, 等. 高速分组无线网中 M 进制正交扩频方法的研究 [J]. 西安电子科技大学学报: 自然科学版, 2001, 28(4): 496-499.
 LI Weiyang, YANG Jun, CHEN Yanhui, et al. Study on Coding and Modulation of the M -ary Orthogonal Spread Spectrum System [J]. Journal of Xidian University: Natural Science Edition, 2001, 28(4): 496-499. (in Chinese)

[6] 李维英, 李建东, 陈育斌. 高速多进制正交扩频通信系统的编码和调制 [J]. 西安电子科技大学学报: 自然科学版,

2000, 27(4): 524 - 527.

LI Weiyang, LI Jiandong, CHEN Yubin. Implementation of Coding and Modulation of An M -ary Orthogonal Spread Spectrum System [J]. Journal of Xidian University: Natural Science Edition, 2000, 27(4): 524 - 527. (in Chinese)

[7] Hiroshi Harada, Masayuki Fujise. Feasibility Study on a Highly Mobile Microwave - band Broad - band Telecommunication System [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportations Systems, 2002, 3(1): 75 - 88.

[8] 褚振勇, 魏 强, 易克初, 等. 一种基于单片 SAWTDL 的 M 元扩频接收机性能分析 [J]. 压电与声光, 2006, 28(1): 5 - 7 + 13.

CHU Zhenyong, WEI Qiang, YI Kechu, et al. Performance Analysis of An M -ary Spread with Single Chip SAWTDL [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2006, 28(1): 5 - 7 + 13. (in Chinese)

[9] 武以立, 邓盛刚, 王永德. 声表面波原理及其在电子技术中的应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1983.

WU Yili, DENG Shenggang, WANG Yongde. Surface - Acoustic - Wave Theory and Its Application in Electronics Technique [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1983. (in Chinese)

[10] 刘积学, 钟先信. 一种新的 SAW DQPSK 解扩解调器 [J]. 压电与声光, 2004, 26(4): 259 - 261.

LIU Jixue, ZHONG Xianxin. Research on A New SAW DQPSK Demodulator [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2004, 26(4): 259 - 261. (in Chinese)

[11] 褚振勇, 易克初, 田红心. 一种基于时频变换域处理的 M 元扩频接收机 [J]. 空军工程大学学报: 自然科学版, 2005, 6(4): 37 - 43.

CHU Zhenyong, YI Kechu, TIAN Hongxin. An M -ary Spread Spectrum Receiver Based on Time - frequency Transform Domain [J]. Journal of Air Force Engineering University: Natural Science Edition, 2005, 6(4): 37 - 43. (in Chinese)

(编辑: 徐楠楠)

A Differential Detection Method for M -ary Spread Spectrum Signal

CHU Zhen - yong, NIU Hong - bo, HUANG Guo - ce

(Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: A differential detection method is proposed for M -ary spread spectrum signal process. The serial input data is converted into parallel data before M -ary differential encoding, M -ary spread spectrum modulation and carrier modulation. The influence of combination - correlation interference and the selection difficulty of M -ary spreading codes can be decreased by employing the presented Modified Cyclic Spreading Codes (MCSC). The MCSC is composed of three parts: cyclic prefix, the prototype spreading code and its cyclic postfix. The proposed receiver can achieve M -ary de - spread spectrum with only one chip SAWTDL device, which reduces the complexity of receiver effectively. Based on the coding rule, the interval between neighboring autocorrelation peaks loads the transmitted information which can be restored by M -ary differential decoding. The BER performances and data transmission capability of the system are analyzed. The conclusion drawn from computer simulation is identical with the theoretical analysis.

Key Words: M -ary spread spectrum; modified cyclic spreading code; differential detection; SAWTDL