

文章编号:1000-582X(2005)11-0046-04

# 非相干双多进制正交扩频系统性能分析及实现\*

欧静兰,刘晓明,吴皓威,熊东

(重庆大学通信工程学院,重庆 400030)

**摘要:**为了有效实现高数据率传输和提高频谱利用率,在传统多进制正交扩频的基础上,提出了一种新的基于非相干的双多进制扩频系统,介绍了其主要结构,即发端高速数据流经过串并转换后,选择两组正交码扩频并叠加后调制载波,收端下变频后经过非相干解扩并恢复出原始数据;接着对此系统在 AWGN 信道的性能进行了分析并给出了仿真结果;最后讨论了该系统用 FPGA 具体实现的情况.理论和实践表明,在码片速率与信息速率相同的情况下,双多进制扩频系统的数据传输速率、频谱利用率以及误比特率性能等方面较单多进制扩频系统得到了很大的改善,更能有效地解决传输带宽与处理增益之间的矛盾.

**关键词:**双多进制正交扩频;位移序列;非相干接收

**中图分类号:**TN914

**文献标识码:**A

多进制正交扩频(M-ary Orthogonal Spread Spectrum)系统<sup>[1]</sup>是利用一个正交扩频序列传输  $\log_2 M$  ( $M$  为进制数) 比特信息的扩频系统.该系统较直接序列扩频系统有效地解决了传输带宽与处理增益之间的矛盾,并已经被应用于许多领域.文献[2]分析了多进制正交扩频系统在高斯信道中的性能及其抗干扰能力.文献[3]对多进制正交扩频系统在非相干检测条件下的性能进行了分析,但已有的分析主要针对单路多进制正交扩频系统.文献[4]基于 QPSK 的正交序列扩频多码 CDMA 系统虽然通过采用并行传输技术满足了用户数据的高速传输,但该系统的同步问题未能解决,而同步对扩频通信系统来说是非常重要的.文献[5]尽管对双路多进制正交扩频系统进行了性能分析,却存在一个问题,即虽然能恢复两路数据,但无法区分哪路是 I 路,哪路是 Q 路.因此有必要对双多进制正交扩频系统进行重新设计和分析.

针对这一情况,笔者提出了基于非相干的双多进制正交扩频系统,即通过在数据调制支路选择不同的扩频码叠加组合后,进行扩频调制传输数据,收端进行数据的重组恢复.在相同的带宽条件下,该系统的信息传输速率较传统的多进制正交扩频系统增加了 1 倍以上.下面就对此系统进行具体的分析和讨论.

## 1 系统发送模型

发射端部分模型如图 1 所示.若在此模型的基础上增加一个辅助的同步逻辑信道,传送一组专用于同步的扩频序列,该同步信道信号被调制到与信息信道相互正交的载频上,收端可以很方便地从信号中提取载波频率和码元同步信息,具体同步方法可参见文献[6-7].这里着重讨论数据支路的实现和性能.

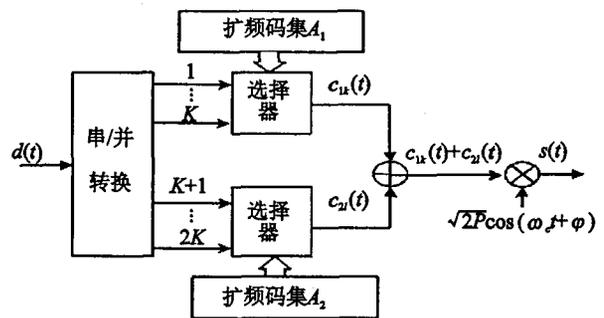


图 1 双多进制扩频系统发射端数学模型

在图 1 中,设用户输入数据  $d(t)$  持续时间为  $T_b$ , 经过串并转换后,形成两路  $K$  bit 并行数据流,从对应的扩频码集中选出一个码序列.然后经载波调制后(不考虑脉冲成形),形成发射信号:

$$s(t) = \sqrt{2P} [c_{1k}(t) + c_{2l}(t)] \cdot \cos(\omega_c t),$$

\* 收稿日期:2005-06-05

基金项目:云南省省校科技合作项目(24031)

作者简介:欧静兰(1981-),女,四川宜宾人,重庆大学硕士研究生,从事软件无线电及扩频等方面研究.

$$(1 \leq k \leq M; 1 \leq l \leq M) \quad (1)$$

式(1)中,  $P$  是载波功率,  $c_{1k}(k)$ 、 $c_{2l}(t)$  是幅度取值为  $\pm 1$  的扩频码序列矩形波信号表示, 并有  $c_{1k}(t) \in A_1$ ,  $c_{2l}(t) \in A_2$ . 其中  $A_1$  和  $A_2$  每个扩频码集包含  $M$  ( $M = 2^k$ ) 个长度为  $N$  的正交或准正交扩频码, 码元宽度为  $T_c = KT_b/N$ .

这里需要说明的是, 扩频码的选取可以是传统多进制正交扩频系统使用中的正交 Walsh 序列(为了克服其伪随机性差的缺点, 实际应用时通常采用 Walsh 序列加扰码的形式); 也可以采用一种准正交码作为扩频码, 如  $m$  序列的位移序列<sup>[8]</sup>.

这里采用准正交的  $m$  序列位移序列作为扩频码. 不同的码集可以选用同一  $m$  序列的位移序列, 或者选用不同  $m$  序列的位移序列, 但要保证两组  $m$  序列之间的互相关干扰尽可能小, 并且位移间隔应不小于 2 个码片.

## 2 系统接收模型

采用非相干解调的系统接收模型如图 2 所示.

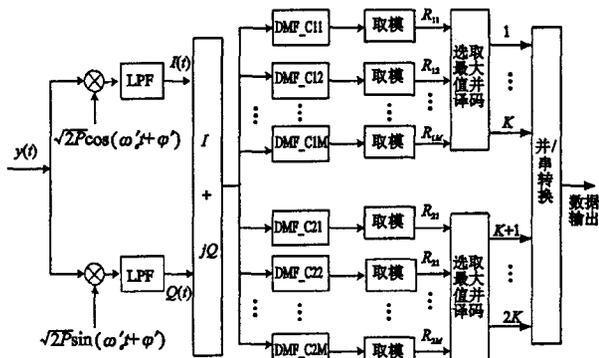


图 2 双多进制扩频系统接收端数学模型

发射信号通过 AWGN 信道, 到达接收端的信号为:

$$y(t) = s(t - \tau) + n(t) = \sqrt{2P}[c_{1k}(t - \tau) + c_{2l}(t - \tau)] \cdot \cos(\omega_c t + \varphi) + n(t), \quad (2)$$

式(2)中,  $n(t)$  是零均值高斯白噪声, 谱密度为  $N_0/2$ ;  $\tau$  为信号传输时延.

假设系统已经达到载波同步和码元同步, 即有  $\tau = 0$ , 且本地载波频率为  $\omega'_c = \omega_c$ , 仅有载波相位存在一定的偏差. 接收信号  $y(t)$  经过正交下变频和低通滤波器后有:

$$I(t) = [y(t) \cdot \sqrt{2P}\cos(\omega_c t + \varphi')]_{LFF} = P[c_{1k}(t) + c_{2l}(t)] \cos\Delta\varphi + \sqrt{2P}n(t) \cos(\omega_c t + \varphi'), \quad (3)$$

$$Q(t) = [y(t) \cdot \sqrt{2P}\sin(\omega_c t + \varphi')]_{LFF} =$$

$$P[c_{1k}(t) + c_{2l}(t)] \sin\Delta\varphi + \sqrt{2P}n(t) \sin(\omega_c t + \varphi'), \quad (4)$$

式(3)、(4)中,  $\Delta\varphi = \varphi' - \varphi$ . 下变频后的信号分别送入  $2M$  个复匹配滤波器, 再对输出信号作取模运算, 然后按组做最大值判决并译码, 恢复出原始信息.

对第 1 组滤波器 DMF\_C11 ~ DMF\_C1M, 其中任意一路 DMF\_C1m ( $1 \leq m \leq M$ ) 的输出为:

$$U_{1m}(t) = \int_0^T c_{1m}(t) [I(t) + j \cdot Q(t)] dt = V_{1m,i}(t) + j \cdot V_{1m,q}(t), \quad (5)$$

$$\text{式(5)中, 有 } T = NT_c = KT_b, V_{1m,i}(t) = \int_0^T c_{1m}(t) I(t) dt, V_{1m,q}(t) = \int_0^T c_{1m}(t) Q(t) dt.$$

设发端在  $0 \leq t \leq T$  内第 1 组正交码集中选择发送的信号为  $c_{11}(t)$ , 为分析方便, 这里不考虑由于扩频码为准正交而非完全正交所引起的互相关干扰, 于是收端 DMF\_C11 的输出为:

$$V_{11,i}(t) = \int_0^T c_{11,i}(t) I(t) dt \approx PT \cos\Delta\varphi + N_{11,i}(t), \quad (6)$$

$$V_{11,q}(t) = \int_0^T c_{11,q}(t) Q(t) dt \approx PT \sin\Delta\varphi + N_{11,q}(t). \quad (7)$$

对于 DMF\_C1m ( $m = 2, 3, \dots, M$ ) 的输出为

$$V_{1m,i}(t) = \int_0^T c_{1m,i}(t) I(t) dt \approx N_{1m,i}(t), \quad (8)$$

$$V_{1m,q}(t) = \int_0^T c_{1m,q}(t) Q(t) dt \approx N_{1m,q}(t). \quad (9)$$

加性噪声分量  $\{N_{1m,i}\}$  和  $\{N_{1m,q}\}$  ( $1 \leq m \leq M$ ) 是相互统计独立的零均值高斯变量, 且方差均为  $\sigma^2 = PTN_0/2$ . 定义各路取模的输出为:

$$R_{1m} = \sqrt{V_{1m,i}^2 + V_{1m,q}^2}. \quad (10)$$

由此  $R_{11}$  服从莱斯分布,  $R_{1m}$  ( $m = 2, 3, \dots, M$ ) 均服从瑞利分布, 且相互统计独立<sup>[9]</sup>, 则正确判决第 1 组码字的概率为:

$$P_c = P(R_{12} < R_{11}, R_{13} < R_{11}, \dots, R_{1M} < R_{11}) = \int_0^\infty [P(R_{12} < R_{11} | R_{11} = x)]^{M-1} \cdot P_{R_{11}}(x) dx = \sum_{n=0}^{M-1} (-1)^n \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} \exp\left[-\frac{nPT}{(n+1)N_0}\right]. \quad (11)$$

第 1 组扩频码字的差错概率为:

$$P_M = 1 - P_c = \sum_{n=1}^{M-1} (-1)^{n+1} \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} \exp\left[-\frac{nPT}{(n+1)N_0}\right]. \quad (12)$$

利用误比特率与误字率的关系式,可得到误比特率  $P_e$  为:

$$P_e = \frac{M}{2(M-1)} \cdot P_M \approx \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{M-1} (-1)^{n+1} \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} \exp\left[-\frac{nPT}{(n+1)N_0}\right] \quad (13)$$

同理对 DMF\_C21 ~ DMF\_C2M 第 2 组匹配滤波器进行分析,可以得到相同的结果. 由于两路数据是等概率的,利用全概率公式可以得到双多进制扩频系统的总的误字率和误比特率为:

$$P_{2e} = \frac{1}{2}P_M + \frac{1}{2}P_M = P_M, \quad (14)$$

$$P_{2e} = \frac{M}{2(M-1)} \cdot P_{2M} = P_e. \quad (15)$$

#### 4 仿真分析结果

由以上的推导结果可以得到双多进制扩频系统在 AWGN 衰落信道的理论误比特率. 采用 Monte Carlo 方法对双多进制和单多进制扩频通信系统进行仿真,系统主要参数为  $M=16$ , 扩频码采用 m 序列, 伪码周期长度为 255, 系统采样频率为  $f_s$ , 载波频率  $f_c = f_s/4$ , 伪码速率  $f_{chip} = f_s/8$ , 最大值判决采用硬判决方式. 理论值和仿真值的误比特率曲线如图 3 所示.

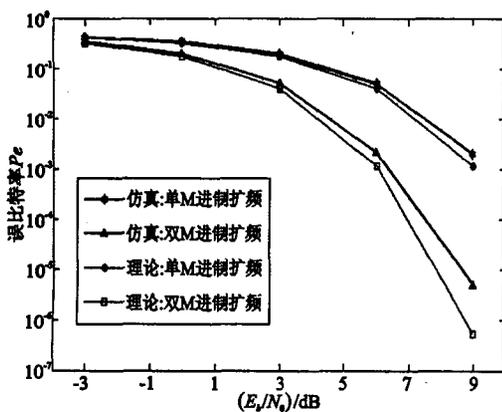


图 3 AWGN 信道下单、双进制理论值与仿真值的误比特率曲线

分析可以得到如下结论: 1) 对比单、双多进制扩频系统的误比特率,可以看出双多进制系统较单多进制有 3 dB 的改善. 因为双多进制扩频系统中,每个扩频序列集中了  $2\log_2 M$  比特信息的能量,相对于单多进制的  $\log_2 M$  比特,双多进制扩频系统的抗干扰能力更强,这是利用扩频译码的复杂性来换取系统性能的改善. 2) 对比双多进制扩频系统的两条误比特率曲线,可以看到理论曲线和仿真曲线存在一定的差异. 这是因为 m 序列的准正交性,在理论值的推导过程中忽略了 2 组 m 序列移位序列之间的互相关干扰所造成的.

#### 5 FPGA 实现结果

多进制直扩系统是以复杂度的提高来换取性能的改善. 在相同的频谱利用率和相同伪码长度的前提下,在电路实现时双多进制系统比传统的单多进制正交扩频系统要节约资源. 因为双多进制扩频系统传输 2 个 M 进制数,需要 2M 个正交扩频码和相应的非相干解扩支路,而传统的单多进制正交扩频系统传一个 2M 进制数,需要 4M 个正交扩频码和相应的非相干解扩支路. 双多进制扩频系统具体采用 FPGA 实现时,资源耗用最多的模块之一是取模运算电路. 在取模运算中,每个复数数字匹配滤波器(DMF)输出需要 2 个乘法器进行平方运算,为节约资源,采用乘法器分时复用方法. 每个复数 DMF 输出只使用一个乘法器. 具体操作是,对 DMF 送出的积分值的实部和虚部缓存,在 PN 码周期的前半段把实部送入乘法器,对乘法器输出缓存,在 PN 码周期的后半段把虚部送入同一乘法器,然后对 2 个乘积结果求和后送最大值判决电路.

笔者对匹配滤波器输出平方律检波中乘法器分时复用情况在 QUARTUS II 中进行了仿真,结果如图 4 所示. DMF\_data 表示匹配滤波器的分时输出(8bit 量化); square\_sum\_data 表示平方和的输出,其被送入最大值判决电路; ctrl\_DFM\_clk, ctrl\_squa\_clk, ctrl\_squa\_sum\_clk 分别控制匹配滤波器,乘法器,加法器的输出.

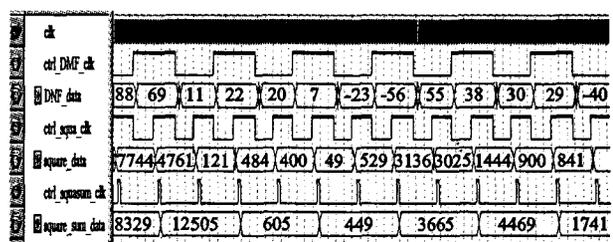


图 4 取模运算中乘法器分时复用仿真图

由资源占有对比情况(见表 1)可看出,接收端的一条相关接收支路使用时分复用,乘法器为该支路所占用逻辑单元总数的 40% 左右;同理,若 2 条或以上相关接收支路使用乘法器分时复用,对 FPGA 的资源更能有效地节约.

表 1 2 种情况下乘法器在相关接收支路中占用资源对比

对比项	占用逻辑单元/个		比例 Y/X
	接收支路(X)	乘法器(Y)	
未用分时复用	288	164	57%
使用分时复用	206	82	40%

## 6 结语

为提高数据传输速率和频谱利用率,笔者设计了基于非相干接收的双多进制扩频系统,并与单多进制扩频系统进行了对比,分析了其性能.结果表明,该系统的误比特率性能较单多进制扩频系统的误比特率性能得到了很大的改善,从而验证了双多进制扩频系统较强的抗干扰能力.在频谱资源日益紧张的今天,这种双多进制扩频系统是一种很有吸引力的通信技术.

### 参考文献:

- [1] EEN KEE HONG, KI JUN KIM, KEUM CHAO WHANG. Performance Evaluation of DS-CDMA System with M-ary Orthogonal Signaling [J]. IEEE Trans Commun, 1996, 45(1): 57-63.
- [2] ENGE P, SARWATE D. Spread-spectrum Multiple-access Performance of Orthogonal Codes; Linear Receivers [J]. IEEE Transactions on Communications, 1987, 35(12): 1309-1319.
- [3] JALLOUL L, HOLTZMAN J. Performance Analysis of DS/CDMA with M-ary Orthogonal Modulation in Multipath Fading Channels [J]. IEEE J Select Areas Commun, 1994, 5(12): 862-870.
- [4] 孙文江,张平,胡健栋. 双正交多码 CDMA 系统在衰落信道的性能分析 [J]. 电子学报, 1999, 27(4): 31-35.
- [5] 乔晓强,程云鹏,蔡跃明,等. 一种新的双正交扩频系统的性能分析 [J]. 解放军理工大学学报, 2004, 5(8): 710.
- [6] VITERBI A J. CDMA Principles of Spread Spectrum Communication [M]. [s. l.]: Addison-wesley Publishing Company, 1994.
- [7] VALETINE. Performance Analysis of a DS/CDMA System with Noncoherent M-ary Orthogonal Modulation in Nakagami Fading [J]. IEEE Trans VT, 1998, 47(1): 20-29.
- [8] 呼大明,赵洪林,周廷显. 位移序列多进制扩频通信方式 [J]. 遥测遥控, 2002, 5: 1-6.
- [9] PROAKIS J G. Digital Communication [M]. New York: McGraw-Hill, 1989.

## Performance Analysis and Implementation of a Noncoherent Dual M-ary Orthogonal Code Spread-Spectrum System

OU Jing-lan, LIU Xiao-ming, WU Hao-wei, XIONG Dong

(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400030, China)

**Abstract:** In order to transmit high rate data and improve the spectrum efficiency, a new noncoherent Dual M-ary orthogonal code Spread-spectrum system scheme is proposed based on the conventional M-ary orthogonal code Spread-spectrum. First, the system architecture is presented. Second, the performance of the system in AWGN channel is analyzed and the simulation result is provided. Finally, the implementation technique of the system based on FPGA is discussed. With the same bit rate and same chip rate, theoretical analysis and practical results indicate that the performance of the Dual M-ary orthogonal code Spread-spectrum system is superior to the M-ary orthogonal Spread-spectrum, and it can resolve the conflict between the bandwidth and the gain more effectively.

**Key words:** dual M-ary orthogonal spread-spectrum; parallel phase-shifting sequence; noncoherent reception

(编辑 张 苹)