

基于双正交复序列的高效扩频调制方法

史小红

(东南大学信息科学与工程学院, 南京 210096)

[摘要] 提出了一种采用双正交复序列的高效扩频调制与解调方法(DoCS)。输入数据比特流被分割为长度为 M 的组, 每组的 M 比特作为输入码字, 从 2^{M-2} 个长度为 L 的 DoCS 序列中选择一条序列进行发送, 被选中的序列以 QPSK 方式调制在载波上, 实现扩频通信。文中还提出了一种前向相位校正(FPC)方法来解决该系统中收发两端的载波同步问题。

[关键词] 调制与解调技术; 高效扩频调制; 前向相位校正; 双正交码

[中图分类号] TN911.3 [文献标识码] A [文章编号] 1009-1742(2012)03-0108-05

1 前言

在数据通信中, 由于信道带宽的限制, 通常传输性能与调制效率总是矛盾的。直接序列扩频通信是一种以牺牲信道带宽换取传输误码性能的方法, 其传输性能好, 但调制效率却很低。如何在不增加或少量增加信号带宽的条件下, 尽量维持传输性能而提高传输效率, 是带限信道传输系统共同关心的问题。

假定待传输的数据速率为 R_b , 信道带宽为 W , 处理增益为 G , 则可定义系统传输效能为

$$\eta = G \frac{R_b}{W} \quad (1)$$

显然, 要传输速率为 R_b 的数据, 占用的信道带宽 W 越大, 系统传输效能就越低; 采用的调制方案的处理增益 G 越大, 系统的传输效能也就越高。在传统的扩频通信系统中, 如果信道带宽 W 是数据速率 R_b 的 L 倍, 而系统的扩频增益也是 L 倍, 那么由式(1)的定义, 此时系统的传输效能为 1。此时, 牺牲了传输速率而提高了抗噪声性能。因此, 式(1)可以更好地反映系统的传输效能。

文献[1]提出了一种基于编码扩频理论和正交

多载波理论的高效扩频图像传输方法, 通过在正交的多个载波上同时并行扩频调制达到高速传输的目的。该方法由于多个载波的叠加, 使得扩频符号的能量变得很大, 需要增加发射机的发送功率, 这在很多情况下是不允许的。文献[2]提出了一种软扩频方法, 它将 k 位二进制信息码用 N 位长的伪随机序列来表示, 用几位信息元对应一条伪随机码。该方案相比于直接扩频方案而言, 有效提高了调制效率, 但仍不够高。笔者提出的方案通过构造双正交序列, 并进行扩频 QPSK 调制, 兼顾了调制效率和扩频增益, 具有更高的系统传输效能。

2 双正交复序列的性质及其产生方法

双正交复序列(DoCS, double orthogonal complex sequence)是一种以两条相互正交的码构成的复数序列。假定该复数序列的长度为 L , 其表达式为 $C_m = \{c_m(0), c_m(1), \dots, c_m(L-1)\}$, 其中

$$c_m(l) = c'_m(l) + jc''_m(l) \quad (2)$$

$l = 0, 1, \dots, L-1$ 。这里 C_m 的实部和虚部序列分别为

$$C'_m = \{c'_m(0), c'_m(1), \dots, c'_m(l), \dots, c'_m(L-1)\}$$

[收稿日期] 2010-07-11

[基金项目] 江苏省产学研联合创新资金资助项目(BY2009149)

[作者简介] 史小红(1966—), 女, 新疆乌鲁木齐市人, 东南大学信息科学与工程学院讲师, 主要从事数字通信技术的教学和科研工作;

E-mail: sxh@seu.edu.cn

$$C_m^i = \{c_m^i(0), c_m^i(1), \dots, c_m^i(L), \dots, c_m^i(L-1)\} \quad (3)$$

且 C_m^r 与 C_m^i 是相互正交的,即满足

$$\sum_{l=0}^{L-1} c_m^r(l) c_m^i(l) = 0 \quad (4)$$

不同的双正交序列 C_m 、 C_n 也是相互正交的,即

$$C_m [C_n^*]^T = \sum_{l=0}^{L-1} [c_m^r(l) + j c_m^i(l)] [c_n^r(l) - j c_n^i(l)] = \begin{cases} 2L, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (5)$$

对应了

$$\begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} [c_m^r(l) c_n^r(l) + c_m^i(l) c_n^i(l)] = \begin{cases} 2L, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \\ \sum_{l=0}^{L-1} [c_m^i(l) c_n^r(l) - c_m^r(l) c_n^i(l)] = 0 \end{cases} \quad (6)$$

显然 DoCS 序列可以满足(5)、(6)两式。那么,如何产生相互正交的 DoCS 复数序列呢?这里以 Hadamard 序列为例,来说明构造方法。Hadamard 序列^[3]是一种正交序列,相同长度的任意两个 Hadamard 序列是正交的。 $L=8$ 时的 Hadamard 矩阵为

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (7)$$

其中的任意两行序列是正交的。令

$$\begin{aligned} C_m^r &= H(m) \\ C_m^i &= H(k) \end{aligned} \quad (8)$$

这里 $m \neq k$, $H(m)$ 表示 H 矩阵的第 m 行序列。从 H 的所有行序列中任选两个不同序列,分别作为 DoCS 复数序列的实部和虚部,不难验证,这样构造的 C_m 序列满足 DoCS 序列的双正交条件。当 $L=8$ 时,构造的一组完全正交的 DoCS 序列有 4 条,即:

$$C_m^r, C_m^i \begin{cases} H(0), & H(1) \\ H(2), & H(3) \\ H(4), & H(5) \\ H(6), & H(7) \end{cases} \quad (9)$$

显然,这种行序列的组合不是唯一的。表 1 列出了不同 L 条件下可以构造出的 DoCS 序列的情况。事实上,如果序列 $C_m = C_m^r + j C_m^i$ 与序列 $C_n = C_n^r + j C_n^i$ 正交,那么序列 C_m 旋转任意相位后得到的新序列 $C_m e^{j\varphi(m)}$ 与序列 C_n 旋转任意相位后得到的新序列 $C_n e^{j\varphi(n)}$ 也是正交的,即

$$\begin{aligned} [C_m e^{j\varphi(m)}, [C_n e^{j\varphi(n)}]^*] &= \\ \left\{ \sum_{l=1}^8 [c_m^r(l) + j c_m^i(l)] e^{j\varphi(m)} [c_n^r(l) - j c_n^i(l)] e^{-j\varphi(n)} \right\} &= \\ [C_m, C_n^*] e^{j[\varphi(m) - \varphi(n)]} & \quad (10) \end{aligned}$$

式(10)表明,对 DoCS 序列作旋转操作,并不改变其正交性。因此,在进行 DoCS 序列调制时,可以选择 $\{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ\}$ 4 种旋转相位,以增加系统的调制效率,这种相位旋转类似于传统的 QPSK 调制。表 1 给出了采用不同长度的 DoCS 序列及其四种相位旋转下的系统调制效率及调制效能的值。

表 1 不同 L 的条件下的 DoCS 序列及其调制性能

Table 1 DoCS sequences and their modulation performance under conditions of different length L

L	DoCS 序列数	R_b 比特数	带宽 W 切普数	调制效率 R_b/W	处理增益 $G=2L$	调制效能 η
8	4	4	8	4/8	16	8
16	8	5	16	5/16	32	10
32	16	6	32	6/32	64	12
64	32	7	64	7/64	128	14

可见,随着扩频序列长度 L 的加大,DoCS 调制效率随着下降,但调制效能是随着增加的。

3 调制与解调器结构

根据上一节的 DoCS 序列产生方法,我们来构造高效的扩频调制和解调器。以 $L=8$ 的情况为例。

3.1 扩频调制器结构

首先,将待发送的数据流分成 4 比特一组,设为 $\{d_3, d_2, d_1, d_0\}$, 其中的 2 比特 $\{d_3, d_2\}$ 用来从 4 条长度为 8 的 DoCS 序列中选择一条,另外 2 个比特 $\{d_1, d_0\}$ 用来旋转这条 DoCS 复数序列的相位,如图 1

所示。从图1的结构不难分析出,该方案的调制效率为4/8。假定QPSK信号为 $s(t)$,其表达式为^[4]

$$s(t) = [I(t)\cos\omega t + Q(t)\sin\omega t]e^{j\varphi(t)} \quad (11)$$

式(11)中, $I(t)|_{t=nT_s+iT_c} = C_m^r(l)$, $Q(t)|_{t=nT_s+iT_c} = C_m^i(l)$, $l = 0,1,\dots,7$ 。 $\varphi(t)$ 由 $\{d_1, d_0\}$ 两个比特位控制。 T_s 是一个扩频符号的时间长度, T_c 是扩频符号中的一个切普的时间长度, $T_s = L \cdot T_c$ 。综上所述,可以给出DoCS扩频调制器结构如图1所示。

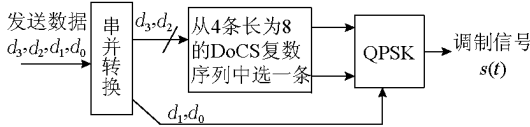


图1 $L=8$ 的DoCS扩频调制器结构

Fig. 1 Structure of DoCS spread spectrum modulator when $L=8$

图1中的QPSK调制器结构如图2所示。假定其载波频率为 f_0 ,该载波的相位在发送数据比特 $\{d_1, d_0\}$ 的控制下,可分别旋转 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ 和 270° ,以便传输更多的比特。

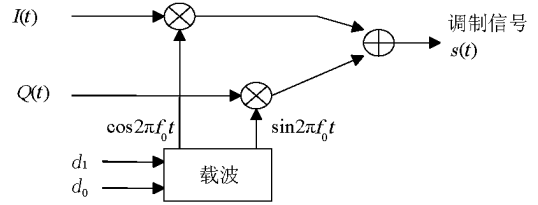


图2 QPSK调制器结构

Fig. 2 Structure of QPSK modulator

3.2 扩频解调器结构

扩频解调器由下变频、低通滤波(LPF)、载波发生器、复数序列相关器、前向相位校正器(FPC)、幅度检测器和相位检测器等几个部分组成,如图3所示。

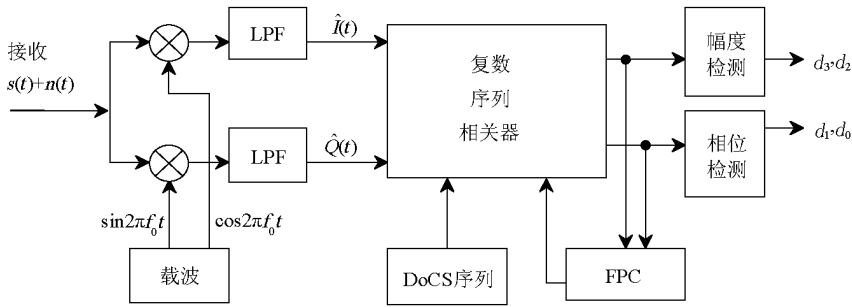


图3 DoCS扩频解调器结构

Fig. 3 Structure of DoCS demodulator

图3中,收发两端的载波同步非常关键。传统的载波同步方案会从 $\hat{I}(t), \hat{Q}(t)$ 信号中提取载波相位误差,进而通过锁相环完成载波同步。由于DoCS方案有接收处理增益,它通常工作在低信噪比环境,此时传统的载波同步方案性能较差。好的方案应该充分利用复数序列相关器提供的处理增益。设收发两端之间的载波相位误差为 θ ,则

$$\begin{aligned} \hat{I}(t) &= \hat{s}(t)\cos(2\pi f_0 t + \theta) \\ \hat{Q}(t) &= \hat{s}(t)\sin(2\pi f_0 t + \theta) \end{aligned} \quad (12)$$

令 $\omega = 2\pi f_0$,将式(11)代入式(12),则

$$\hat{I}(t) = LPF\{[I(t)\cos\omega t + Q(t)\sin\omega t]\cos(\omega t + \theta)e^{j\varphi(t)}\}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2}[I(t)\cos\theta - Q(t)\sin\theta]e^{j\varphi(t)} \\ \hat{Q}(t) &= LPF\{[I(t)\cos\omega t + Q(t)\sin\omega t]\sin(\omega t + \theta)e^{j\varphi(t)}\} \\ &= \frac{1}{2}[I(t)\sin\theta + Q(t)\cos\theta]e^{j\varphi(t)} \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)中, $I(t), Q(t)$ 分别代表发射机调制的DoCS序列中的两条正交序列。分别用接收机中预存的 $I(t) + jQ(t)$ 序列与接收到的 $\hat{I}(t) + j\hat{Q}(t)$ 做复数相关运算,得到

$$\begin{aligned} R &= \int_0^{T_s} [I(t) + jQ(t)][\hat{I}(t) - j\hat{Q}(t)] dt \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{T_s} [I^2(t)(\cos\theta + j\sin\theta) + Q^2(t)(j\sin\theta + \cos\theta)] e^{j\varphi(t)} dt \end{aligned}$$

$$= L \cdot e^{j\theta} \cdot e^{-j\theta_n} \quad (14)$$

式(14)中, $I(t)$ 、 $Q(t)$ 取值1或-1,且每切普(chip)被采样1点; $\varphi(t)$ 是第 n 个符号时间 T_s (对应了序列长度 L)内比特 $\{d_1, d_0\}$ 调制产生的相位,它在 T_s 时间内是不变的,因此 $\varphi(t) = \varphi_n$; 这里还假定在 T_s 时间内 θ 也是基本不变的。由式(14)可见,收发两端的载波相位误差 θ 会对 DoCS 序列的相关值产生 $e^{j\theta}$ 的相位旋转,可以通过这个性质来构造前向载波相位校正机制(FPC)。假定在一帧接收信号内,第 n 个符号载波相位误差为 θ_n , 则 FPC 规则为

$$\theta'_{n+1} = \theta_{n+1} - \theta_n \quad (15)$$

即第 $n+1$ 个符号的载波相位误差修正后的值为本次估计误差减去前一个符号的估计误差。也就是说,可以用前一个符号的载波相位误差估计值修正下一个符号的载波相位误差。在数据通信的每一帧中,通常在帧的开始有帧头。帧头是已知的序列,可以通过对帧头的相关运算获得每帧起始的载波相位误差估计值,供后续符号传输时使用。实践表明,FPC 方法不仅可以快速修正载波误差,且性能良好。

根据参考文献[5][6]QPSK 信号的符号错误概率为

$$P_{\text{QPSK}} = 2Q\left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right] \left[1 - \frac{1}{2}Q\left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right]\right] \quad (16)$$

式(16)中, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$, $x > 0$, E_b/N_0

为 QPSK 的同相与正交载波上的比特信噪比。 E_b 为每比特信号能量, N_0 为信道噪声功率谱密度。使用 DoCS 方案时,在与 QPSK 信号占用同等带宽的情况下,DoCS 信号的每符号能量为 $E_{\text{DoCS}} = L \cdot E_b$ 。另外,接收端对 DoCS 信号的检测是按照(5)式和式(6)进行的,并不是象对 QPSK 信号按照同相和正交两路分别检测,这种整体检测方法额外获得 3 dB 的增益。因此,在 $L=8$ 时,DoCS 方案的理论增益为 12 dB。

4 仿真实验与性能分析

为了验证该方案的性能,对图1~图3进行了计算机仿真实验。这里假定收发两端的载波是严格同步的,即式(14)中的 $\theta = 0$; 采用式(9)的 Hadamard 序列产生方法产生 DoCS 序列,长度 L 为 8; 信道噪声为加性高斯白噪声(AWGN); 发送数据速率为 1.6 kbit/s; 系统采样率为 12.8 kHz。图4给出了 DoCS 与传统的 QPSK 调制解调性能的比较。图4

中横坐标为 SNR (即每符号能量/噪声功率谱密度),纵坐标为误符号性能 P_e 。

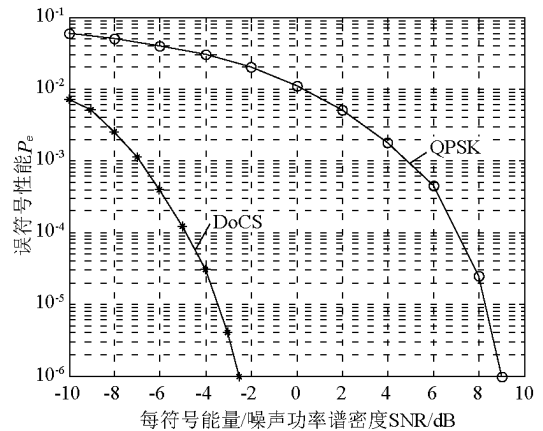


图4 DoCS 与 QPSK 性能对照曲线

Fig. 4 DoCS performance compared with QPSK

由图4可见,在误码率为 10^{-6} 时,笔者提出的 DoCS 方案误码性能比传统 QPSK 性能好 12 dB 左右。为了更清楚地揭示 DoCS 的性能,表2给出了 DoCS 与传统 QPSK 调制以及直接序列扩频 DSSS 的性能比较,三种方式对载波都采用 QPSK 调制。从表2可见,DoCS 相比于 DSSS 扩频通信体制,在处理增益和信道利用率方面均有明显改善。

表2 DoCS 与 QPSK 及 DSSS 性能比较

Table 2 Performance comparison among docs, QPSK and DSSS

	QPSK	DSSS/QPSK	DoCS/QPSK
处理增益 G	1	L	$2L$
信道利用率	1	$2/L$	M/L

5 结语

提出了一种高效扩频调制技术,通过选择双正交复数序列的方法提高调制效率,并获得高的处理增益。该方案适用于带宽有严格限制而需要获得高的传输性能的场所。与文献[7,8]提出的补码键控(CCK)调制方式相比,笔者选择的 DoCS 序列满足完全正交特性,具有更好的传输性能,且可在调制效率与处理增益两个方面进行折衷选择。提出的前向载波相位校正(FPC)方法适用于扩频通信体制中,通过前向校正每个扩频符号相位误差的方法实现收发载波的同步,而无须构造载波锁相环路,不仅可以工作于低噪声环境,且易于实现。

参考文献

- [1] 江修富,许 斌,曹坤梅. 高效扩频通信技术的研究[J]. 装备指挥技术学院学报,2002, 13(4):78 - 81.
- [2] 曾孝平,王宇峰,刘 劲. 软扩频技术及其编码与性能分析[J]. 重庆邮电学院学报,2001,6(增刊):22 - 25.
- [3] 何振亚. 数字信号处理的理论与应用[M]. 北京:人民邮电出版社,1983.
- [4] 樊昌信. 通信原理教程[M]. 北京:电子工业出版社, 2007.
- [5] John G. Proakis. 数字通信 [M]. 4 版. 张力军,等译. 北京:电子工业出版社,2005.
- [6] 汪润生,周师熊. 数据通信工程 [M]. 4 版. 北京:人民邮电出版社,1990.
- [7] Andren C, Webster M. CCK Modulator Delivers 11Mbps for High Rate 820.11 Extension[D]. Wireless Symposium/Portable By Design Conference Proceedings, 1999.
- [8] Pursley M B , Royster T C . Properties and performance of the IEEE 802.11b complementary - code - key signal sets, Communications[J]. IEEE Trans. , 2009,57(2):440 - 449.

High efficiency spreading spectrum modulation based on double orthogonal complex sequences

Shi Xiaohong

(School of Information Science and Technology, Southeast University, Nanjing 210096, China)

[**Abstract**] This paper presents a kind of high efficiency spreading spectrum modulation scheme using double orthogonal complex sequences (DoCS). In this scheme, input data bit - stream is split into many groups with length M . Each group is then mapped into a word of width M and then utilized to select one sequence from 2^{M-2} DoCS sequences each with length L . After that, the selected sequence is modulated on carrier in QPSK (quadrature phase shift keying) mode. In addition, a novel method named forward phase correction (FPC) is put forward for carrier recovery.

[**Key words**] modulation and demodulation; high efficiency spreading spectrum modulation; forward phase correction; double orthogonal complex sequences