

# 新的四进制CPM调制方案

陈颖<sup>1</sup>, 张波<sup>1</sup>, 杨剑锋<sup>2</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第十研究所 成都 610036; 2. 电子科技大学光电信息学院 成都 610054)

**【摘要】**针对连续相位调制解调端过于复杂的问题,提出了一种新的网格编码连续相位调制方案。该方案通过在连续相位调制前对信号进行预编码,消除了采用与QPSK类似的方式对CPM信号进行正交解调时所引入的错误倍增对维特比译码性能的影响。接收端先对信号进行正交解调,解调后的结果送入与调制端编码网格相匹配的维特比译码器进行网格译码,恢复出发送的原始数据。仿真结果表明,加入预编码后误比特率为 $10^{-5}$ 时所需的 $E_b/N_0$ 比不加预编码时减小了1 dB。

**关键词** 连续相位调制; 预编码; 升余弦滤波器; 网格编码  
**中图分类号** TN914.31 **文献标识码** A

## New Multilevel Continuous Phase Modulation Scheme

CHEN Ying<sup>1</sup>, ZHANG Bo<sup>1</sup>, and YANG Jian-feng<sup>2</sup>

(1. The No.10 Institute of China Electronics Technology Group Corporation Chengdu 610036;

2. School of Optoelectronic Information, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** In this paper we present a four dimensional (4D) multilevel trellis coded continuous phase modulation (CPM) scheme. In order to use a coherent linear receiver the transmitted signal is pre-coded so that the information is in the received phase and not in the phase difference between the two consecutive phase samples. The receiver is composed of a simple quadrature demodulator, followed by a symbol-rate sampler and a Viterbi decoder matched to the code trellis. BER performance shows 1 dB improvement at the BER of  $10^{-5}$ .

**Key words** continuous phase modulation; precoding; raised cosine filter; trellis coding

在通信中带宽和功率是两种非常重要的资源,因此,需要采用一种频带和功率利用率都比较高的调制方式来完成信号的传输。连续相位调制通过使信号相位连续变化来增加信号的平滑性,提高了频带利用率。同时由于其具有恒包络特性,可以在非线性信道中完成信号的传输。连续相位信号的接收常根据其相位记忆性的特点采用维特比算法来完成。这种接收方式的缺点在于接收端的复杂度随着系统状态数的增加呈指数增长,在系统状态较多时,实现起来非常困难。为了简化接收,文献[1]中提出了一种基于Walsh映射的CPM简化接收方法,它通过把接收到的信号映射到一个较小的空间来减少系统状态,从而实现接收的简化。文献[2-4]证明了CPM信号可以表示成有限个脉冲幅度调制(PAM)信号之和的形式,根据这个特点,同样可以实现CPM信号接收的简化。

上述方法在简化接收的同时是以性能的下降为代价的。为了在简化接收的同时不影响性能,文献[5-6]提出了一种多进制连续相位调制解调方案。它

采用与QPSK类似的方式完成信号的解调。接收到的信号先采用正交解调器进行下变频,之后在滤波器的输出端以符号速率对解调输出进行采样,采样值与接收信号的相位对应,根据前后两个时刻相位的差值来估计所传输的符号。这种接收方式的复杂性与系统状态数成线性关系,与传统方式相比,复杂程度大大降低。为了提高对功率的有效利用,调制前先进行了4D网格编码来增大信号间的最小欧氏距离,提高抗噪声性能。该方案中,差分解调导致的错误倍增会造成网格译码性能的恶化。本文通过在网格编码后对信号进行预编码,使得传输的符号仅由接收信号的绝对相位决定,从而可以用相干线性接收器来代替差分检测器,使译码器的纠错能力得到充分利用。仿真结果验证了预编码对改善性能的有效性。

### 1 调制端

调制端由3个部分组成:网格编码、预编码和连续相位调制,如图1所示。先对输入的二进制数据进

行网格编码, 通过子集分配来提高信号间的最小欧氏距离。网格编码后的信号进行预编码处理后送入连续相位调制器完成信号的调制。



图1 调制端框图

### 1.1 连续相位调制基本原理

连续相位调制信号可以表示为:

$$S(t, \alpha) = \sqrt{2E_s/T_s} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t, \alpha) + \varphi_0) \quad (1)$$

$$\varphi(t, \alpha) = 2\pi \sum_{i=0}^n h_i \alpha_i q(t-iT_s) \quad t \geq 0 \quad (2)$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (3)$$

式中  $E_s$  为传输符号能量;  $T_s$  为符号持续时间;  $f_0$  为载波频率;  $\varphi(t, \alpha)$  为载波相位;  $\{\alpha_i\}$  为  $M$  维信息码元序列, 取值范围为  $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ ;  $\{h_i\}$  为调制指数序列;  $q(t)$  为某个任意的归一化波形。

由式(2)可知, 在  $M=4$ ,  $h=1/4$  时, 每个符号结束时刻调制后的信号波形有8种可能的相位状态  $\{0, \pm\pi/4, \pm\pi/2, \pm 3\pi/4, \pi\}$ , 而在奇数时刻和偶数时刻分别有4种相位状态, 奇数时刻为  $\{\pm\pi/4, \pm 3\pi/4\}$ , 偶数时刻为  $\{0, \pm\pi/2, \pi\}$ 。这与QPSK类似, 不同之处在于QPSK在奇数和偶数时刻的终点相位值都为  $\{\pm\pi/4, \pm 3\pi/4\}$ 。根据CPM的这个特点, 可以采用与QPSK类似的方式来进行解调<sup>[3]</sup>。奇数时刻, 根据接收信号与4个相位点  $\{\pm\pi/4, \pm 3\pi/4\}$  之间的欧氏距离来判断其所对应的相位; 偶数时刻, 根据接收信号与4个相位点  $\{0, \pm\pi/2, \pi\}$  之间的欧氏距离来判断其所对应的相位。对于CPM来说, 与QPSK不同的是它所传递的信息是通过两个连续时刻相位的转移来体现的, 即所传递的信息是由两个连续符号的终点相位差  $\varphi_{n+1} - \varphi_n = \alpha_n \pi/4$  来体现的, 因此在解调时根据前后符号的终点相位的差来估计传输的信息。 $g(\tau)$  采用全响应升余弦波形, 它可以提供平滑的相位变化, 并能有效地抑制旁瓣。

### 1.2 4D网格编码

为提高信号的抗噪声性能, 调制前先对信息进行4D网格编码<sup>[7]</sup>, 以提高信号间的最小欧氏距离; 在网格编码中采用编码效率2/3的卷积码; 卷积编码器对输入的编码比特中的2 bit进行编码, 编码后输出的3 bit和未编码的比特一起送入比特转换器; 比特转换器把输入的4 bit按最佳网格原则进行子集映射<sup>[6,8]</sup>, 输出连续的2个四进制符号, 如图2所示。

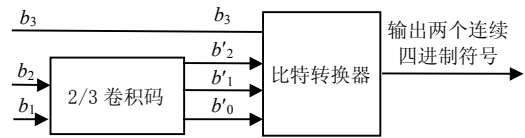
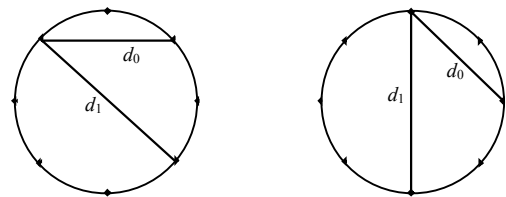


图2 网格编码

网格编码中子集的划分直接决定了编码增益。为了获得最大的编码增益, 本文采用以下的方式进行子集划分<sup>[8]</sup>。一个完整的子集由奇偶时刻的终点相位两部分组成, 设为  $B_0$ 、 $B_1$ , 其中  $B_0$  表示奇数时刻的终点相位,  $B_1$  表示偶数时刻的终点相位。以四进制为例, 对于一组并行路径, 在  $B_0$  和  $B_1$  时, 让它们在星座图上所对应相位点间的欧氏距离最大,



a. 奇数时刻相位星座图

b. 偶数时刻相位星座图

图3 奇偶时刻的相位星座图

奇数时刻为  $\{\pi/4, -3\pi/4\}$  或  $\{-\pi/4, 3\pi/4\}$ , 偶数时刻为  $\{0, \pi\}$  或  $\{\pi/2, -\pi/2\}$ , 如图3所示。这里, 要注意连续相位调制相位连续变化的特点, 即后一时刻的相位是在前一时刻相位的基础上进行累加的。如在  $B_0$  时刻, 相同子集中的两条并行路径所对应的相位点为  $\{-\pi/4, 3\pi/4\}$ , 而从  $B_0$  到  $B_1$  相位的增加值有  $\{\pm\pi/4, \pm 3\pi/4\}$  4种可能, 这样在  $B_1$  时刻就有  $\{0, \pm\pi/2, \pi\}$  的4种可能相位。

不失一般性, 设所传输的符号为  $-1$ , 此时在  $B_1$  时刻对应的相位点为  $\{-\pi/2, \pi/2\}$ 。这样,  $B_0$ 、 $B_1$  有2种可能的相位组合  $\{-\pi/4, -\pi/2\}$ 、 $\{3\pi/4, \pi/2\}$  和  $\{-\pi/4, \pi/2\}$ 、 $\{3\pi/4, -\pi/2\}$ 。无论是哪种情况它们之间的欧氏距离都为  $d_1^2 + d_0^2 = 2d_0^2 + 2d_0^2 = 4d_0^2$ 。与编码前相比, 通过分配子集, 欧氏距离提高了4倍<sup>[3]</sup>。渐近编码增益为:

$$G = 10 \lg(d_{\min}^2/d_0^2) = 10 \lg 4 = 6(\text{dB}) \quad (4)$$

### 1.3 预编码

由连续相位调制的原理可知所传输的符号是通过2个连续时刻相位的转移来体现的, 如果在调制前先对信息码元进行预编码, 使信息码元由绝对相位值而不是相位差来表示, 相干线性接收器就可以用来代替差分检测器<sup>[9]</sup>。在维特比译码时, 预编码可以消除由于差分解调导致的错误倍增对译码性能的影响。预编码过程如下:

(1) 对输入的数据进行奇偶调整, 奇数时刻的数

据不变,偶数时刻的数据加1。即 $n$ 为奇数时,  $C'_n = C_n$ ;  $n$ 为偶数时,  $C'_n = C_n + 1$ 。

(2) 用调整后的数据  $C'_n$  的当前值减去前一时刻的值, 得到连续相位编码前的数据  $S'_n = C'_n - C'_{n-1}$ 。

(3) 根据  $S'_n$  在星座图上的位置使其映射到  $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$  范围中的值  $S_n$ 。 $S_n$  就是CPM调制时的输入数据。

网格编码后的信号在进行连续相位调制时先进行连续相位编码。连续相位编码后的数据在奇数时刻的取值范围为  $\{-1, -3, 1, 3\}$ , 偶数时刻取值范围为  $\{0, -2, 2, 4\}$ 。设网格编码后的数据  $C_n = \{-1, 3, 3, 1, -3, -1, -1\}$ , 对数据  $C_n$  进行调整, 得到  $C'_n = \{-1, 4, 3, 2, 1, -2, -1, 0\}$ 。为了保证所传输的数据与调制后的值相一致, 同时要保证相位连续变化的特点, 用当前值减去前一个值得到连续相位编码前的数据为:  $S'_n = \{-1, 5, -1, -1, -1, -3, 1, 1\}$ , 根据  $S'_n$  在星座图上的位置使其映射到  $\{-1, -3, 1, 3\}$  的范围内, 则得到  $S_n = \{-1, -3, -1, -1, -1, -3, 1, 1\}$ 。对  $S_n$  进行连续相位编码, 编码后的值为  $\{-1, 4, 3, 2, 1, -2, -1, 0\}$ , 与  $C'_n$  相同。在星座图中, 奇数时刻终点相位  $\pi/4, -\pi/4, 3\pi/4, -\pi/4$  分别与  $1, -1, 3, -3$  对应; 偶数时刻终点相位  $0, \pi/2, -\pi/2, \pi$  分别与  $-1, 1, -3, 3$  对应, 根据这种对应关系由接收信号的终点相位状态就可以确定编码后的数据。

## 2 解调端

在解调端, 先对接收到的信号进行下变频, 通过低通滤波器滤除高频分量, 低通滤波器采用升余弦滤波器<sup>[9]</sup>。在滤波器的输出端以符号速率进行采样, 采样值与星座图中各个相位点的欧氏距离作为路径值送入维特比译码器进行网格译码<sup>[10]</sup>。由于采用了预编码, 因此星座图中的相位点与所传输的符号间是一一对应的, 滤波器输出端的采样值与星座图中对应相位点的欧氏距离代表了接收信号取各个传输符号的概率。通过网格译码就可以恢复出调制端的信息。解调端框图如图4所示。

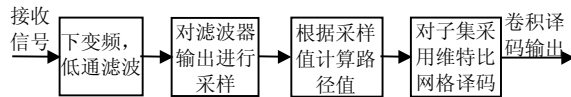


图4 解调端框图

## 3 仿真结果

在加性高斯信道条件下对上述方案进行了仿真, 得到的误比特率曲线如图5所示。由图可以看出,

在误比特率为  $10^{-5}$  时, 未编码时所需的  $E_b/N_0$  为 11 dB, 采用4D网格编码后对应的  $E_b/N_0$  约为 7 dB, 而加入预编码后所需的  $E_b/N_0$  为 6 dB。此时的编码增益提高到 5 dB, 与渐近编码增益 6 dB 相差 1 dB。

差分解调使性能恶化有 2 个原因。其一, 由于所传输的信息是通过 2 个连续时刻相位的转移来体现的, 因此解调时必须通过前后 2 个连续时刻的相位差来估计发送端的信息, 这样如果某个时刻的相位估计发生了错误就会导致连续的 2 个错误, 送入维特比译码器的数据的错误加倍了, 从而导致系统的误码性能下降。其二, 差分解调将从信道中接收到的数据中的单个错误全部扩展成为连续的 2 个错误, 而维特比译码器的抗突发错误能力很差, 从而导致了维特比译码器的纠错能力下降, 影响系统的误码性能。采用预编码后滤波器输出端的采样值直接代表了接收信号的相位状态, 不必再进行差分处理, 使进入译码器的错误单独出现, 从而充分利用了维特比译码器的特点, 提高了系统性能。由图5还可以看出,  $E_b/N_0$  越小, 预编码的作用越明显。

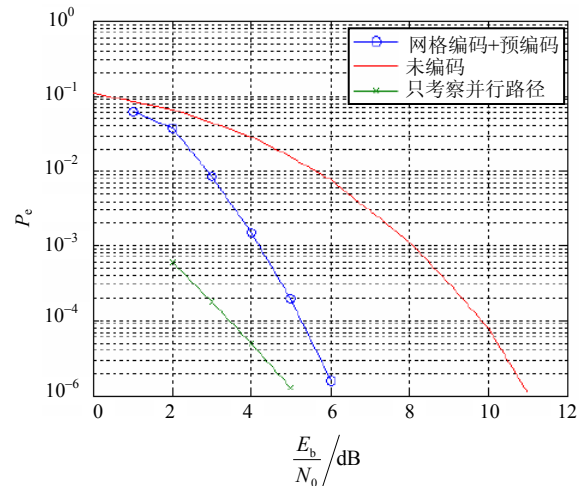


图5 四进制CPM误码率曲线

## 4 结束语

连续相位调制具有频带和功率利用率高的特点, 但在系统状态较多时实现信号的解调非常复杂。通过采用与QPSK类似的接收方式进行解调可以降低接收端的复杂性, 而在调制前加入4D网格编码可以进一步提高功率利用率。在调制前对信号进行预编码处理后, 接收端可以用相干线性接收器来代替差分检测器, 使维特比译码器的纠错能力得到充分利用。仿真结果表明采用预编码后系统的性能有所提高, 且信噪比越低, 预编码的作用越明显。

(下转第507页)

是很好的措施, 如果不采用干扰抵消, 识别CCSK信息能量很差。

图7给出用户数为1、4和16时, 采用干扰消除方法的CCSK检测性能, 从图中可知 $E_p/N_0$ 在小于17dB时, 都能达到检测错误率小于1%的性能要求, 说明本文提出的方法是一种有效的方法。

### 3 结 论

为了减少两种序列之间的相互影响,  $\lambda$  选择小于0.5。干扰消除可以显著改善CCSK检测性能, 在用户数为16的情况下, 可以保证 $E_p/N_0$ 在小于17 dB时, 检测错误率小于1%。

#### 参 考 文 献

- [1] Huawei, RAN WG1 Meeting #44 Denver USA. RACH design for E-UTRA [EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [2] Motorola. RAN1 #44 Denver USA. RACH Design for E-UTRA[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [3] QUALCOMM Europe, SG-RAN WG1 Denver USA. LTE Principles of RACH[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.

- <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [4] LG Electronics, RAN WG1 Meeting #44 Denver USA. Some considerations for LTE RACH [EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [5] Nortel Networks, RAN1 meeting #44 Denver USA. Consideration on UL RACH scheme for LTE [EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [6] FRANK R L, ZADOFF S A. Phase shift pulse codes with good periodic correlation characteristic[J]. IEEE Trans IT, 1962, 18: 381-382.
- [7] MADHOW U, PURSLEY M B. Acquisition in DS-SS communication networks An asymptotic analysis[J]. IEEE Trans on Communications, 1993, 39: 903-912.
- [8] NTT DoCoMo, Athens, Greece. Random access channel structure for E-UTRA uplink[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [9] Panasonic, Athens, Greece. Random access burst evaluation in E-UTRA uplink[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.
- [10] Nortel Networks, Athens, Greece. On the performance of LTE RACH[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://www.3gpp.org/tb/RAN/RAN1/Ran1.htm>.

编辑 税 红

#### (上接第499页)

采用上述调制方案, 在相同带宽下, 可以传输的信息是MSK的1.2倍, 而在误比特率为 $10^{-5}$ 时, 所需的 $E_b/N_0$ 比MSK小3.5 dB。

#### 参 考 文 献

- [1] TANG W, SHWEDYK E. A quasi-optimum receiver for continuous phase modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(7): 1087-1090.
- [2] MENGALI U, MORELLI M. Decomposition of M-ary CPM signals into PAM waveforms[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, 41(5): 1265-1275.
- [3] HUH H, KROMEIER J V. Suboptimal symbol by symbol demodulation of continuous phase modulated signals using the laurent decomposition[J]. Signals Systems and Computers, 2002, 2(3-6): 1885-1889.
- [4] LAURENT P A. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses(AMP)[J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(2): 150-160.
- [5] ROBERTSON P, WIIRZ T. Bandwidth-efficient turbo trellis

- coded modulation using punctured component codes[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(2): 150-160.
- [6] SARI H, KARAM G, MAALEJ K. Multilevel CPM with 4-D trellis coding and linear receivers[C]. IEEE Global Telecommunications Conference, San Francisco, USA: IEEE Press, 1994: 1274-1278.
- [7] PIETROBON S S, DENG R H, LAFANECHERE A. Trellis-Coded multidimensional phase modulation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1990, 36(1): 63-89.
- [8] SARI H, KARAM G, PAXAL V, et al. Trellis-coded constant envelope modulations with linear receivers[J]. IEEE Trans on Communications, 1996, 36(1): 1298-1307.
- [9] VARSHNEY P, HESSEL C. Performance of trellis coded M-ary IRC CPM with linear receiver and pre-coding[J]. 21st Century Military Communications Conference Proceedings, Los Angeles, USA: IEEE Press, 2000: 373-376.
- [10] VARSHNEY P, HESSEL C. High speed data waveform over bandlimited channels[C]. MILCOM 97 Proceedings, Monterey, USA: IEEE Press, 1997: 530-534.

编辑 张 俊