

## 连续相位调制的非相干复合网格解调算法

周家喜 李 辉 戴旭初 徐佩霞\*

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系 合肥 230027)

**摘 要:** 该文提出了一种基于复合网格处理的 CPM 信号非相干解调算法。该算法将 CPM 信号的基本网格图和相位旋转网格图合并组成复合网格图,并在复合网格图的单元网格之间引入状态耦合转移,实现了对 CPM 信号初始相位和频偏的有效跟踪。仿真表明,当单元网格数达到 4 个以上时,该文提出的非相干解调算法性能非常接近相干解调,且具有较好的频偏跟踪性能,对于载波恢复困难的盲解调情况具有实用意义。

**关键词:** 信号处理;连续相位调制;非相干解调;复合网格

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)09-2137-06

## A Non-coherent Composite Trellis Demodulation Algorithm of Continuous Phase Modulation

Zhou Jia-xi Li Hui Dai Xu-chu Xu Pei-xia

(Dept. of Electronic Engineering and Information Science, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

**Abstract:** A non-coherent demodulation algorithm of CPM signal based on composite trellis processing is proposed in this paper. This algorithm figures out composite trellis diagram by combining root trellis diagram and multiple component trellis diagrams which are each a phase-displaced version of a root trellis diagram. It takes advantage of trellis coupling transitions between component trellis diagrams, which helps to trace the original phase of CPM signal and frequency offset effectively. Simulation results show the performance of the proposed algorithm approximates coherent demodulation perfectly when the number of component trellis diagram is greater than four. It is more appropriate to the situation of blind demodulation when carrier recovery is difficult.

**Key words:** Signal processing; Continuous Phase Modulation (CPM); Non-coherent demodulation; Composite Trellis

### 1 引言

连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)是一种功率和带宽利用率都较高的调制方式,具有恒包络、有记忆、相位连续等特点,并且对功放的非线性特性不敏感,带外辐射较小,目前在卫星通信中已有了较多的应用,而且在未来的移动无线通信系统中具有广阔的应用前景。

AWGN 信道下 CPM 信号的最佳解调方法为相干最大似然序列检测<sup>[1]</sup>,该方法需要精确已知信号的载波频率和初相。然而在载波频率未知且精确估计较为困难(如非合作通信、无线电频谱检测等),或载波频率快速时变(如高速移动导致的多普勒频移等)情况下,非相干解调就显得非常必要。文献[2]在减状态序列检测(Reduced State Sequence

Detection, RSSD)算法<sup>[3]</sup>基础上提出了基于单符号差分的减状态差分序列检测算法(Reduced State Differential Sequence Detection, RSDSD),该算法可以跟踪较小频偏。文献[4]提出了基于多符号差分检测的序列检测算法,与单符号差分解调算法相比其抗频偏范围有所增大。文献[5]在其基础上提出了频偏校正的 2 符号差分解调算法,该算法抗频偏范围有了很大的改善,但其误比特率性能与最佳相干解调相比仍然具有较大差距,即使在没有频偏的情况下,误比特率为  $10^{-3}$  时,与最佳相干解调相比仍有 2.3 dB 的性能损失。

复合网格(composite trellis)处理技术能有效地减小或消除频偏对解调性能的影响,本文基于复合网格处理的思想<sup>[6]</sup>,提出了一种 CPM 信号的非相干解调算法。该算法在增加一定计算复杂度的情况下获得了与相干解调非常接近的性能,并且具有较好的频偏跟踪性能。在本文的后续部分,首先介绍 CPM 信号的模型,然后详细研究了 CPM 信号的复

2008-09-01 收到, 2009-05-21 改回

国家重点基础研究发展计划(2007CB310602)资助课题

\*通信作者

合网格解调算法, 最后对这种算法进行了性能分析和仿真。

## 2 CPM 信号传输模型

CPM 是一种有记忆的非线性调制技术, 其复基带信号可以表示为

$$s(t, \mathbf{a}_n) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \exp\{j\psi(t, \mathbf{a}_n)\} \quad (1)$$

式中  $E_s$  表示一个符号周期  $T$  内的信号能量, 不失一般性, 假设  $\sqrt{2E_s/T} = 1$ ;  $\mathbf{a}_n = (a_0, a_1, \dots, a_n)$  为信息符号序列,  $\psi(t, \mathbf{a}_n)$  是承载信息的相位。

$$\psi(t, \mathbf{a}_n) = 2\pi h \sum_{i=0}^n a_i q(t - iT), \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (2)$$

式中  $h = m/p$  称为调制指数,  $m, p$  为互素整数;  $a_i \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$  是  $M$  进制信息符号;  $q(t)$  是调制器的相位响应, 一般可以表示为某个脉冲  $g(t)$  的积分

$$q(t) = \int_0^t g(t) dt \quad (3)$$

$g(t)$  为 CPM 调制器的频率响应, 仅在区间  $(0, LT)$  内有非零值,  $L$  为记忆长度, 常见的频率响应  $g(t)$  有矩形脉冲、升余弦脉冲和高斯脉冲。通常假设当  $t < 0$  时  $q(t) = 0$ , 当  $t \geq LT$  时  $q(t) = 1/2$ 。

在 AWGN 信道中传输后, 接收端的等效复基带接收信号  $r(t)$  可以表示为

$$r(t) = \exp\{j(\psi(t, \mathbf{a}_n) + \varphi_u(t) + \phi_0)\} + n(t) \quad (4)$$

式中  $\varphi_u(t) = 2\pi\Delta ft$  表示下变频后的载波频偏  $\Delta f$  引入的相位变化,  $\phi_0$  表示在传输和处理过程中引入的未知的初始相位,  $n(t)$  为加性高斯白噪声。

## 3 CPM 信号的复合网格解调算法

CPM 信号的最佳接收机由相关器跟随一个最大似然序列检测器组成, 该检测器通过状态网格搜索最小欧式距离的路径, 而 Viterbi 算法<sup>[7]</sup>是执行这种搜索的有效方法, 本文将常规的用于 Viterbi 算法的状态网格图称为“基本网格图”。

在基本网格图的基础上引入基本网格图的相位旋转网格图, 并将基本网格图和多个相位旋转网格图组合起来构成“复合网格图”, 基本网格图和相位旋转网格图统称为复合网格图的单元网格图。

CPM 信号复合网格解调算法的基本思想是: 复合网格图中各个单元网格图保持自身的状态转移关系不变, 通过在单元网格图之间引入状态耦合转移来减小或消除频偏的影响, 实现 CPM 信号的非相干解调。复合网格解调器的结构框图如图 1 所示。

### 3.1 复合网格的构造方法

CPM 信号基本网格图  $t = nT$  时刻的状态可以



图 1 复合网格解调器框图

表示为

$$\mathbf{S}_b(n) \triangleq [\mathbf{S}_1(n), \mathbf{S}_2(n), \dots, \mathbf{S}_{N_s}(n)] \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{S}_i(n) = [\theta_l, \mathbf{U}_k(n)], \quad l = 1, 2, \dots, N_p; \quad (6)$$

$$k = 1, 2, \dots, N_c; \quad i = (l-1)N_c + k$$

$\theta_l$  称为相位状态,  $\mathbf{U}_k(n) = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_{n-L+1}]$  称为相关状态。基本网格图的状态总数为

$$N_s = N_p N_c \quad (7)$$

其中  $N_p = \begin{cases} p, & m \text{ 为偶数} \\ 2p, & m \text{ 为奇数} \end{cases}$  为相位状态的个数,  $N_c$

$= M^{L-1}$  为相关状态的个数。

基本网格图由  $t = (n-1)T$  时刻到  $t = nT$  时刻状态转移关系可以用状态转移矩阵  $\mathbf{G}_b$  表示:

$$\mathbf{G}_b = \begin{bmatrix} g_b(1,1) & g_b(1,2) & \dots & g_b(1,N_s) \\ g_b(2,1) & g_b(2,2) & \dots & g_b(2,N_s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_b(N_s,1) & g_b(N_s,2) & \dots & g_b(N_s,N_s) \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中  $g_b(i, j) \in \{0, \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ 。  $g_b(i, j) = 0$  表示状态  $\mathbf{S}_i(n-1)$  不能转移到状态  $\mathbf{S}_j(n)$ ;  $g_b(i, j) \neq 0$  表示接收到信息符号  $a_n = g_b(i, j)$  后, 状态  $\mathbf{S}_i(n-1)$  转移到状态  $\mathbf{S}_j(n)$ 。

将基本网格图相位旋转  $\Delta\varphi_x$  后得到相位旋转网格图,  $\Delta\varphi_x$  满足  $\Delta\varphi_x < 2\pi/N_p$ , 即旋转的角度不超过相邻相位状态的相位差。相位旋转网格图的状态数和基本网格图一致, 仅仅各相位状态增加  $\Delta\varphi_x$ , 相关状态保持不变, 其  $t = nT$  时刻的状态表示为

$$\mathbf{S}_x(n) \triangleq [\mathbf{S}_1^x(n), \mathbf{S}_2^x(n), \dots, \mathbf{S}_{N_s}^x(n)] \quad (9)$$

其中

$$\mathbf{S}_i^x(n) = [(\theta_l + \Delta\varphi_x), \mathbf{U}_k(n)], \quad l = 1, 2, \dots, N_p; \quad (10)$$

$$k = 1, 2, \dots, N_c; \quad i = (l-1)N_c + k$$

相位旋转网格图的状态转移矩阵  $\mathbf{G}_x$  保持和基本网格图一致:

$$\mathbf{G}_x = \mathbf{G}_b \quad (11)$$

将  $N_{\text{ctd}} - 1$  个相位旋转网格图与基本网格图状态交叉后合并成一个网格图, 就构成了单元网格数为  $N_{\text{ctd}}$ , 状态总数为  $N_{\text{cs}} = N_{\text{ctd}} N_s$  的复合网格图, 其  $t = nT$  时刻的状态表示为

$$\mathbf{S}_c(n) \triangleq [\mathbf{S}_1^1(n), \mathbf{S}_1^2(n), \dots, \mathbf{S}_1^{N_{\text{ctd}}}(n), \mathbf{S}_2^1(n), \mathbf{S}_2^2(n), \dots, \mathbf{S}_2^{N_{\text{ctd}}}(n), \dots, \mathbf{S}_2^{N_{\text{ctd}}}(n), \dots, \mathbf{S}_{N_s}^1(n), \mathbf{S}_{N_s}^2(n), \dots, \mathbf{S}_{N_s}^{N_{\text{ctd}}}(n)] \quad (12)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_i^q(n) &= [\theta_l^q, \mathbf{U}_k^q(n)], \quad l=1,2,\dots,N_p; \quad k=1,2,\dots,N_c; \\ i &= (l-1)N_c + k; \quad q=1,2,\dots,N_{\text{ctd}} \end{aligned} \quad (13)$$

$\mathbf{S}_i^q(n)$  表示第  $q$  个单元网格图中的第  $i$  个状态。设第  $q$  个单元网格图相对基本网格图的相位转动  $\Delta\varphi_q$ ，并且满足关系：

$$0 = \Delta\varphi_1 < \Delta\varphi_2 < \dots < \Delta\varphi_{N_{\text{ctd}}} < 2\pi/N_p \quad (14)$$

则

$$\theta_l^q = \theta_l + \Delta\varphi_q \quad (15)$$

复合网格图的状态转移矩阵  $\mathbf{G}_c$  和基本网格图状态转移矩阵  $\mathbf{G}_b$  的关系为

$$g_c(\mathbf{S}_i^q, \mathbf{S}_j^q) = \begin{cases} g_b(i, j), & g_b(i, j) \neq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

其中  $i, j = 1, 2, \dots, N_s$ ， $q = 1, 2, \dots, N_{\text{ctd}}$ 。

以  $M = 2$ ， $h = 0.5$ ， $L = 2$  的 CPM 信号为例，其基本网格图和含有两个单元网格的复合网格图的状态转移关系分别如图 2 和图 3 所示，图 3 中实心状态表示基本网格图的状态，空心状态表示相位旋转  $\pi/4$  后的相位旋转网格图的状态。

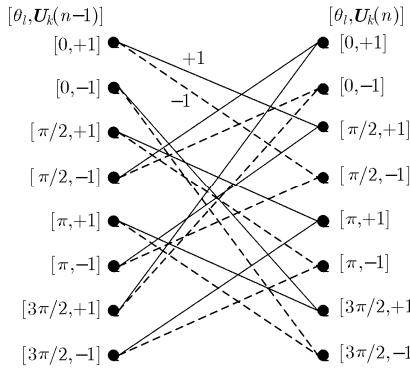


图 2  $M = 2, h = 0.5, L = 2$  CPM 信号基本网格图

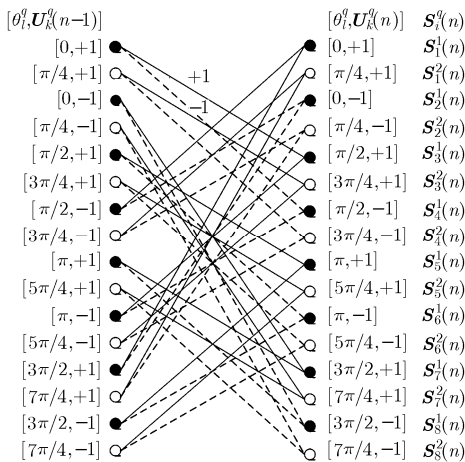


图 3  $M = 2, h = 0.5, L = 2$  CPM 信号复合网格图

### 3.2 复合网格解调算法抗频偏和初相的原理

初始相位  $\phi_0$  为在  $[0, 2\pi)$  中均匀分布的随机变量， $\phi_0$  对解调性能的影响是以 CPM 信号相位状态的最小间隔  $2\pi/N_p$  为周期，即等价于

$$\phi_0 \in [0, 2\pi/N_p) \quad (17)$$

复合网格解调算法通过将基本网格图和相位旋转网格图合并为一个复合网格图，使得复合网格图的相位状态数由基本网格图中的  $N_p$  增加为  $N_p N_{\text{ctd}}$ ，当各个相位旋转网格图相对基本网格图的旋转相位  $\Delta\varphi_q$  满足如下关系时，

$$\Delta\varphi_q = (q-1) \cdot 2\pi/(N_p N_{\text{ctd}}), \quad q=2,3,\dots,N_{\text{ctd}} \quad (18)$$

复合网格图中相位状态之间的相位差相同，均为  $2\pi/(N_p N_{\text{ctd}})$ ，则  $\phi_0$  对解调性能的影响是以  $2\pi/(N_p N_{\text{ctd}})$  为周期，即等价于

$$\phi_0 \in [0, 2\pi/(N_{\text{ctd}} N_p)) \quad (19)$$

随着单元网格数  $N_{\text{ctd}}$  的增加，复合网格图中相位状态之间的相位差减小， $\phi_0$  对解调的影响就越小，但随着  $N_{\text{ctd}}$  的增加算法复杂度也就相应的增加，因此  $N_{\text{ctd}}$  的选取需要在算法复杂度和复合网格图中相位状态的相位差之间进行综合考虑。

当本地载波频率和接收信号载波频率不一致，存在频偏  $\Delta f$  时，CPM 信号的相位状态就会发生旋转，为了能够实时跟踪相位状态旋转，消除频偏对解调的影响，周期性地在复合网格图的各个单元网格之间引入状态耦合转移。 $\Delta f$  引起的相位是平滑变化的，因此规定只有相邻的单元网格图之间才可以进行状态耦合转移，网格耦合周期为  $N_{\text{ctd}}$ ，即每隔  $N_{\text{ctd}}$  个符号点进行一次单元网格之间的状态耦合转移，因此在  $n = kN_{\text{ctd}}$  时刻除了按照复合网格状态转移矩阵  $\mathbf{G}_c$  进行状态转移外还需引入相邻单元网格之间的状态耦合转移，如图 4 所示。

图 4 中， $\mathbf{S}_j^{q-1}(n) = [\theta_l^{q-1}, \mathbf{U}_k^{q-1}(n)]$  和  $\mathbf{S}_j^{q+1}(n) = [\theta_l^{q+1}, \mathbf{U}_k^{q+1}(n)]$  分别表示和单元网格  $q$  相邻的两个单元网格中相位相邻的状态，当  $q = 1$  时， $\mathbf{S}_j^{q-1}(n) = \mathbf{S}_j^{N_{\text{ctd}}}(n)$ ，当  $q = N_{\text{ctd}}$  时， $\mathbf{S}_j^{q+1}(n) = \mathbf{S}_j^1(n)$ 。

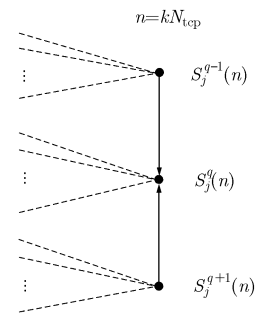


图 4 状态耦合转移

网格耦合周期  $N_{\text{tcp}}$  的选取由解调的误比特率性能和  $\Delta f$  的大小共同决定。当  $\Delta f$  较大时, 每个符号间隔导致的相位变化较大, 则要求  $N_{\text{tcp}}$  足够小时才能跟踪相位的快速旋转, 但  $N_{\text{tcp}}$  的减小会使得复合网格图各路径之间欧氏距离减小, 从而导致解调误比特率增加。因此  $N_{\text{tcp}}$  的选取需要在解调误比特率和频偏跟踪性能之间综合考虑。

复合网格算法的抗频偏范围主要取决于网格耦合周期  $N_{\text{tcp}}$  和单元网格数  $N_{\text{ctd}}$ 。设复合网格图中各个单元网格间相对旋转的相位满足式(18), 则对于给定的  $N_{\text{tcp}}$  和  $N_{\text{ctd}}$ , 复合网格算法对  $\Delta f$  的跟踪范围应满足如下的关系:  $2\pi\Delta fTN_{\text{tcp}} \leq 2\pi/(N_pN_{\text{ctd}})$ , 有

$$\Delta fT \leq \frac{1}{N_pN_{\text{ctd}}N_{\text{tcp}}} \quad (20)$$

在  $\Delta f$  大小未知时, 可以通过自适应控制  $N_{\text{tcp}}$  的大小实现动态跟踪  $\Delta f$ 。开始对接收信号进行频率捕获时可以令  $N_{\text{tcp}} = 1$ , 由式(20)可知可以捕获的最大频偏为  $\Delta f_{\text{max}}T = 1/(N_pN_{\text{ctd}})$ , 通过计算一定时间间隔内单元网格之间的状态耦合转移导致的累计相位变化, 可以估计出频偏  $\Delta\hat{f}$ , 然后利用  $\Delta\hat{f}$  对实际残留频偏  $\Delta f$  进行修正, 修正后的信号频偏减小, 就可以逐渐增大  $N_{\text{tcp}}$  来提高对剩余较小频偏的估计精度, 最终使得剩余的频偏在  $N_{\text{tcp}}$  的允许跟踪范围内, 以此获得较好的误比特率性能。

由前面的分析可知, 复合网格算法是通过单元网格之间的状态耦合转移来实现对  $\Delta f$  的实时跟踪, 所以当  $\Delta f$  随时间存在随机抖动时, 只要其在耦合周期  $N_{\text{tcp}}$  内引起的累计相位变化满足  $2\pi\Delta fTN_{\text{tcp}} \leq 2\pi/(N_pN_{\text{ctd}})$ , 该算法仍然可以实现对其进行有效的跟踪。

### 3.3 路径度量的计算

复合网格算法仍然需要采用维特比搜索来实现序列检测, 在特定发送符号序列  $\mathbf{a}$  条件下, 复合网格图中  $t = nT$  时刻的路径度量为

$$CM_n(\mathbf{a}) = CM_{n-1}(\mathbf{a}) + Z_n(\mathbf{a}) \quad (21)$$

$$Z_n(\mathbf{a}) = \text{Re} \left\{ \int_{nT}^{(n+1)T} r^*(t) s_{lc}(t) dt \right\} \quad (22)$$

其中  $\mathbf{a} = (a_n, a_{n-1}, \dots, a_{n-L+1})$  表示  $M^L$  种可能的符号序列,  $Z_n(\mathbf{a})$  表示  $nT \leq t \leq (n+1)T$  时间间隔内信号引起的路径度量的附加增量,  $s_{lc}(t)$  是复合网格图中各条分支对应的本地参考信号, 可以表示为

$$s_{lc}(t) = \exp\{j\psi(t; \mathbf{a})\} = \exp\{j(\varphi_{lc}(t; \mathbf{a}) + \theta_i^q)\} \quad (23)$$

其中  $\varphi_{lc}(t; \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{k=n-L+1}^n a_k q(t - kT)$ ;  $\theta_i^q$  表示  $\mathbf{S}_i^q(n-1)$  的相位状态值, 对于每个状态而言是与时间无关的常量。

将式(23)代入式(22)可得

$$Z_n(\mathbf{a}) = \text{Re} \left\{ \exp\{j\theta_i^q\} \int_{nT}^{(n+1)T} r^*(t) \exp\{j\varphi_{lc}(t; \mathbf{a})\} dt \right\} \quad (24)$$

通过式(21)和式(24)可以计算出复合网格图中各个状态的分支路径度量值,  $n \neq kN_{\text{tcp}}$  时, 各个单元网格之间不存在状态耦合转移, 则每个状态节点将由此计算出的路径度量最大值作为该状态的最佳路径度量值;  $n = kN_{\text{tcp}}$  时, 单元网格之间存在状态耦合转移, 则需要根据单元网格状态之间的耦合转移关系来调整各个状态的最佳路径度量和其路径转移关系。

由图 4 可知,  $n = kN_{\text{tcp}}$  时, 状态  $\mathbf{S}_j^q(n)$  除了按照状态转移矩阵  $\mathbf{G}_c$  由  $n-1$  时刻的状态转入外, 还可以由  $n$  时刻相邻单元网格图中的状态  $\mathbf{S}_j^{q-1}(n)$  和  $\mathbf{S}_j^{q+1}(n)$  耦合转入。设在引入状态耦合转移之前计算出的状态  $\mathbf{S}_j^q(n)$ 、 $\mathbf{S}_j^{q-1}(n)$  和  $\mathbf{S}_j^{q+1}(n)$  的最大路径度量分别为  $PM_n(\mathbf{S}_j^q)$ 、 $PM_n(\mathbf{S}_j^{q-1})$  和  $PM_n(\mathbf{S}_j^{q+1})$ 。令  $M_n(\mathbf{S}_j^q)$  表示经过状态耦合之后的状态  $\mathbf{S}_j^q(n)$  的最佳路径度量, 则在  $n = kN_{\text{tcp}}$  时路径更新算法为

(1) 按照状态转移矩阵  $\mathbf{G}_c$  的状态转移关系分别计算出  $n$  时刻各个状态  $\mathbf{S}_j^q(n)$  的最大路径度量值  $PM_n(\mathbf{S}_j^q)$ , 并以此作为该状态的最佳路径度量候选值;

(2) 比较状态  $\mathbf{S}_j^q(n)$ 、 $\mathbf{S}_j^{q-1}(n)$  和  $\mathbf{S}_j^{q+1}(n)$  最佳路径度量候选值  $PM_n(\mathbf{S}_j^q)$ 、 $PM_n(\mathbf{S}_j^{q-1})$  和  $PM_n(\mathbf{S}_j^{q+1})$  的大小, 找出三者中的最大值  $PM_{n,\text{max}}$ , 将  $\mathbf{S}_j^q(n)$  的最佳路径度量设置为  $M_n(\mathbf{S}_j^q) = PM_{n,\text{max}}$ 。

(3) 将状态  $\mathbf{S}_j^q(n)$  最佳转入状态设置为  $PM_{n,\text{max}}$  对应状态的  $n-1$  时刻状态。

### 3.4 算法复杂度分析

本算法通过增加 CPM 信号解调的单元网格数并在相邻单元网格之间引入状态耦合转移实现了 CPM 信号的非相干解调, 算法中各个单元网格之间的状态耦合转移并不会增加路径度量的计算量, 所以算法复杂度主要取决于各个状态的路径度量的计算。假设每个码元的采样点数为  $N_t$ , 由式(24)可知, 计算  $M^L$  个  $\int_{(n-1)T}^{nT} r^*(t) \exp\{j\varphi_{lc}(t; \mathbf{a})\} dt$  需要  $N_t \cdot M^L$  次复数乘法和  $(N_t - 1) \cdot M^L$  次复数加法, 计算  $N_{\text{ctd}}N_p \cdot M^L$  个  $\exp\{j\theta_i^q\} \int_{(n-1)T}^{nT} r^*(t) \exp\{j\varphi_{lc}(t; \mathbf{a})\} dt$  需要  $N_{\text{ctd}}N_p \cdot M^L$  次复数乘法, 所以每个码元引起的路径度量增量计算需要  $N_t \cdot M^L + N_pN_{\text{ctd}} \cdot M^L$  次复数乘法和  $(N_t - 1) \cdot M^L$  次复数加法。与采用单个网格图解调相比, 本算法增加了  $(N_{\text{ctd}} - 1)N_p \cdot M^L$  次复数乘

法, 即每增加一个单元网格, 增加  $N_p \cdot M^L$  次复数乘法。文献[8]中提出了一种 CPM 信号的线性分解模型, 可以进一步通过对 CPM 信号进行线性近似来降低路径度量的计算量, 并且对解调性能的影响较小。

### 4 仿真结果与分析

以部分响应 CPM 信号为例, 选取参数  $M = 4$ ,  $h = 0.25$ ,  $L = 2$ , 相位脉冲为升余弦(RC)函数, 通过加性高斯白噪声信道, 维特比解码器的反馈深度为 20 个符号。分别对复合网格解调算法的抗初相性能和频偏跟踪性能进行了仿真实验。

#### 4.1 复合网格解调的抗初相性能

图 5 给出了  $E_b/N_0 = 10$  dB, 单元网格数  $N_{ctd}$  分别为 1、4、8 时, 解调误比特率性能和初始相位  $\phi_0$  的关系,  $\phi_0$  取值范围为  $[-\pi, \pi]$ , 仿真取样点相位间隔为  $\pi/36$ 。在  $N_{ctd} = 1$  时误比特率方差为  $1.06 \times 10^{-3}$ ,  $N_{ctd} = 4$  时误比特率的方差为  $5.36 \times 10^{-8}$ ,  $N_{ctd} = 8$  时误比特率方差为  $2.17 \times 10^{-9}$ 。由此可见: 在  $N_{ctd} \geq 4$  时, 接收信号的初相  $\phi_0$  对解调性能的影响可以忽略不计, 即复合网格解调算法可以通过增加单元网格数来消除接收信号初始相对解调性能的影响。

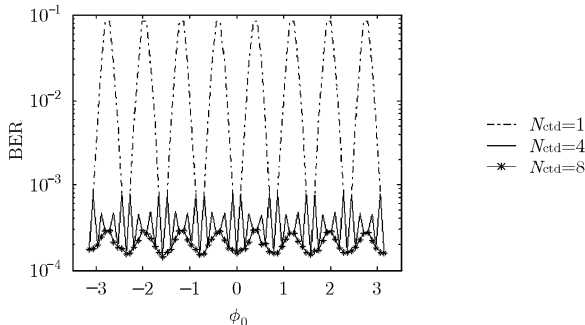


图 5 BER 和  $\phi_0$  的关系

#### 4.2 复合网格解调的频偏跟踪性能

由上面的仿真结果可知, 当  $N_{ctd} \geq 4$  时, 接收信号的初相  $\phi_0$  对解调性能的影响可以忽略不计, 因此选取  $N_{ctd} = 4$  的复合网格进行频偏跟踪性能的仿真, 初始相位为  $[0, 2\pi)$  中均匀分布的随机变量。

图 6 给出了  $\Delta f = 0$ , 仅存在初始相位的情况下, 解调的误比特率性能和网格耦合周期  $N_{tcp}$  的关系。当误比特率为  $10^{-3}$  时, 由图可以看出,  $N_{tcp} = 1$  时, 复合网格算法的误比特率性能与相干解调相比损失为 2.3 dB, 随着  $N_{tcp}$  的增大, 性能逐渐接近相干解调的性能, 当  $N_{tcp} = 16$  时, 两者的性能仅相差 0.3 dB, 当  $N_{tcp} = 32$  时, 相差小于 0.1 dB。

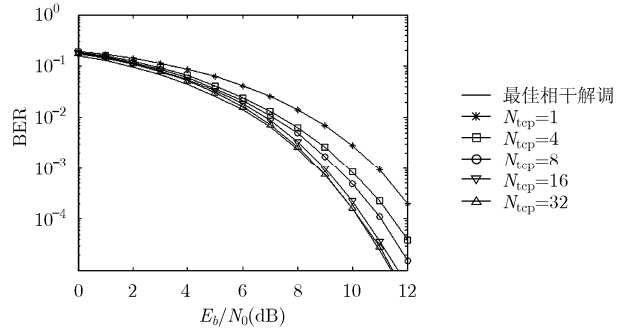


图 6  $\Delta f = 0$  时 BER 和  $N_{tcp}$  的关系

图 7~图 9 分别给出了不同  $N_{tcp}$  下, 复合网格解调算法的抗频偏性能。图 7~图 9 分别表示  $N_{tcp} = 1, 4, 16$  时误比特率和  $\Delta f$  的关系, 由图可以看出, 当  $N_{tcp} = 1$ , 在  $\Delta f T = 10^{-2}$  时仍然具有较好的抗频偏性能, 随着  $N_{tcp}$  的增加, 其抗频偏能力逐渐减弱, 但其误比特率性能与相干解调的差距也逐渐缩小。当采用  $N_{tcp} = 16$ , 在  $\Delta f T = 10^{-3}$ , 误比特率为  $10^{-3}$  时, 误比特率性能与相干解调相比仅相差 0.6 dB。因此,  $N_{tcp}$  越小, 抗频偏范围就越大, 误比特率性能和相干解调差别越大;  $N_{tcp}$  越大, 抗频偏范围就越小, 误比特率性能就越接近相干解调。

图 10 给出了对于不同  $\Delta f$  时, 通过自适应调整  $N_{tcp}$  实现对  $\Delta f$  的校正,  $N_{tcp}$  的调整范围为 1~16, 由图可以看出: 当  $\Delta f T \leq 10^{-2}$  时, 通过  $N_{tcp}$  的自适应调整可以实现对  $\Delta f$  较好的校正, 解调误比特率性能也与相干解调相近。

图 11 和图 12 分别给出了  $\Delta f$  随机抖动(设最大频偏为  $\Delta f_{max}$ )情况下,  $N_{tcp}$  等于 4 和 16 时, 误比特率性能和  $\Delta f_{max}$  的关系, 由图可以看出, 只要在  $N_{tcp}$  周期内频偏引起的累计相位变化不超出式(20)定义的范围, 即可实现对  $\Delta f$  的有效跟踪。

### 5 结论

与 CPM 信号的相干解调相比, 非相干解调技术在载波精确恢复较为困难的场合具有优越性。本文提出了一种 CPM 信号的复合网格解调算法, 获得了和相干解调非常接近的误比特率性能, 并且具有较强的频偏跟踪和抗初相的能力, 对于载波恢复困难的盲解调情况具有实用意义。需要指出的是, 复合网格解调算法的优秀性能是以增加一定算法复杂度为代价来获得的。虽然本文只给出了算法对  $h = 0.25$ ,  $L = 2$ , 相位脉冲为升余弦函数的四进制 CPM 信号的解调性能, 但该算法同样适用于对不同的调制指数、记忆长度和调制阶数 CPM 信号的解调。

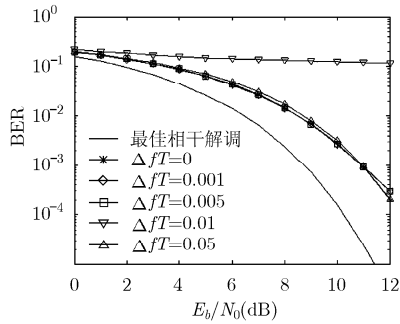


图 7  $N_{\text{tep}} = 1$  时 BER 和  $\Delta f$  的关系

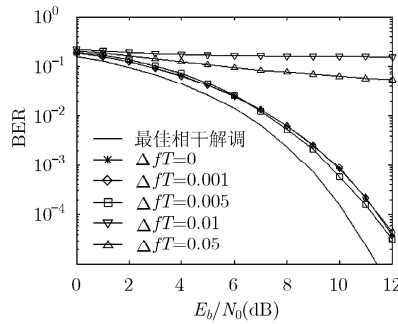


图 8  $N_{\text{tep}} = 4$  时 BER 和  $\Delta f$  的关系

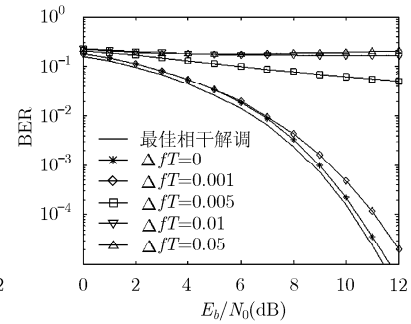


图 9  $N_{\text{tep}} = 16$  时 BER 和  $\Delta f$  的关系

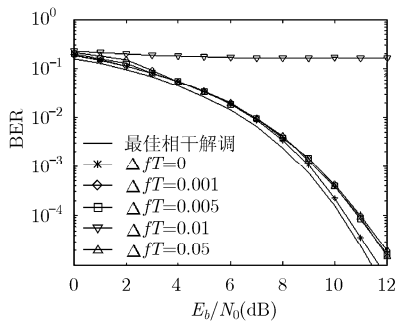


图 10  $N_{\text{tep}}$  自适应调整时 BER 和  $\Delta f$  的关系

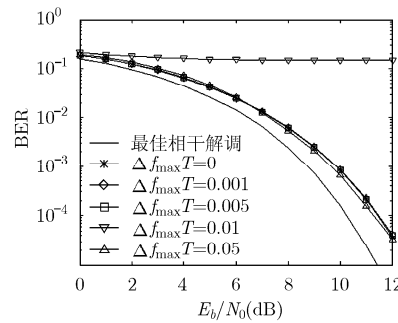


图 11  $N_{\text{tep}} = 4$  时 BER 和  $\Delta f_{\text{max}}$  的关系

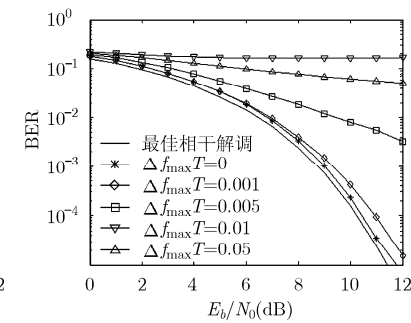


图 12  $N_{\text{tep}} = 16$  时 BER 和  $\Delta f_{\text{max}}$  的关系

参考文献

[1] Proakis J G. Digital Communications [M]. 4th ed, New York, McGraw-Hill, 2001, chap 4-5.

[2] 孙锦华, 李建东, 金力军. 连续相位调制的非相干减少状态差分序列检测算法[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(8): 1338-1341. Sun Jin-hua, Li Jian-dong, and Jin Li-jun. Noncoherent reduced state differential sequence detection of continuous phase modulation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(8): 1338-1341.

[3] Svensson A. Reduced state sequence detection of partial response continuous phase modulation[J]. *IEE Proceedings-I: Communications Speech & Vision*, 1991, 138(4): 256-268.

[4] 乔植, 周春晖, 肖立民. 基于多符号差分相关的 CPM 非相干解调算法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2007, 47(4): 507-510. Qiao Zhi, Zhou Chun-hui, and Xiao Li-min. Non-coherent demodulation of continuous phase modulation signals based on multi-symbol differential correlation[J]. *Journal of Tsinghua University(Science and Technology)*, 2007, 47(4):

507-510.

[5] 贾哲, 张欣轶. 微波通信中连续相位调制的非相干检测算法[J]. 电波科学学报, 2007, 22(3): 522-526. Jia Zhe and Zhang Xin-yi. A noncoherent detection algorithm for CPM in microwave communication[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2007, 22(3): 522-526.

[6] Huff R J. Composite trellis system and method[P]. Patent US005974091A, 1999.

[7] Viterbi A. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1967, 13(2): 260-269.

[8] Thillo W V, Nsenga J, and Horlin F, et al. The generalized linear decomposition of multilevel CPM signals[C]. ICASSP, Honolulu, Hawai'i, U.S.A., April.15-20, 2007, 3: 645-648.

周家喜: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为盲信号处理.

戴旭初: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为盲信号处理、非线性非高斯信号处理.

徐佩霞: 女, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信理论与信号处理.