

连续相位调制的非相干减少状态差分序列检测算法

孙锦华 李建东 金力军

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室宽带无线通信实验室 西安 710071)

摘要: 该文提出了连续相位调制的一种非相干减少状态的差分序列检测 (RSDSD) 算法。该算法基于减少状态序列检测 (RSSD) 的思想, 利用简化状态格状图进行一码元差分 Viterbi 检测。分析了全响应连续相位调制(CPM)信号和部分响应 CPM 信号简化状态格状图的最小平方欧氏距离。在 AWGN 信道下以八进制 $h=1/8$ 的 2RC 信号为例给出 RSSD 和 RSDSD 算法的性能。对不同的简化方案以及存在多普勒频移时相干 RSSD 和非相干 RSDSD 的性能进行了比较。仿真结果表明: 所提出的算法比相干最大似然序列检测在 10^{-3} 误比特率时信噪比损失约为 2dB, 但它对于载波恢复困难的情形更为合适和稳健。

关键词: 连续相位调制, 维特比检测, AWGN, 非相干检测

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)08-1338-04

Noncoherent Reduced State Differential Sequence Detection of Continuous Phase Modulation

Sun Jin-hua Li Jian-dong Jin Li-jun

(State Key Lab., Integrated Service Networks, Broadband Wireless Communication Lab,
Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract A noncoherent Reduced State Differential Sequence Detection (RSDSD) for Continuous Phase Modulation (CPM) is proposed in this paper. The algorithm makes use of the reduced state trellis based on Reduced State Sequence Detection (RSSD) and performs one-symbol differential Viterbi detection. The minimum square Euclidean distance of the reduced state trellis is analyzed for full response CPM and partial response CPM. Performance of RSSD and RSDSD is simulated for octal 2RC signal with $h=1/8$ in the AWGN channel and comparisons are made between different reduction schemes and between coherent RSSD and noncoherent RSDSD with Doppler frequency shifts. Simulation results show: although the proposed algorithm is degraded by 2dB at 10^{-3} bit error rate compared with coherent Maximum Likelihood Sequence Detection(MLSD), it is more appropriate and robust to the situation when the carrier recovery is difficult.

Key words Continuous phase modulation, Viterbi detection, AWGN, Noncoherent detection

1 引言

连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)是一类恒包络相位连续的调制信号, 与其它调制技术相比, 它具有很高的频谱利用率和功率利用率^[1]。由于包络恒定, 它对功放的非线性特性不敏感; 而相位连续, 使得其带外辐射小。加之 CPM 信号本身具有一定的编码增益(由相位成形滤波器的记忆特性产生), 当 CPM 与 TCM(Trellis Coded Modulation)结合起来, 可以获得 1~6dB 的增益^[2]。

AWGN(Additive White Gaussian Noise)信道下 CPM 信号的最佳解调方法为相干最大似然序列检测, 然而在载波恢复

困难或在跳频系统等不适宜采用锁相环的情况下, 非相干检测就变得非常必要。CPM 信号最简单的非相干接收机可采用差分检测或鉴频检测, 但它们的性能远差于相干接收机。一种多码元差分检测的方法被应用于全响应 CPM 信号^[3]和 GMSK 信号^[4], 它通过采用复杂的非相干接收机以达到相干检测的性能。另一种基于 Laurent 分解的非相干序列检测方法^[5], 与相干接收机相比, 采用不同的隐相位记忆长度和状态数时其性能损失约为 1~4dB。另一方面, CPM 信号随着相位脉冲响应的平滑, 调制信号集的增加以及调制指数的减小, 其状态数呈指数级增长, 这也就意味着 MLSD(Maximum Likelihood Sequence Detection)检测变得及其复杂, 难以在工程中实现。Svensson^[6]提出了一种基于信号分集思想的减少

状态序列检测(Reduced State Sequence Detection, RSSD)算法。通过将相位状态和相关状态进行合理的合并, 总的状态数得以减少, 不会导致性能的明显下降。

本文在文献[6]的基础上, 提出一种新的非相干简化状态差分序列检测(RSDSD)算法。该检测器采用延迟一码元的接收信号作为参考信号, 利用简化状态的格状图进行 Viterbi 检测。该方法在尽可能不损失最小平方欧氏距离的前提下, 大大减少 CPM 信号的状态数, 接收端不需要知道确切的载波相位, 因而对于时变信道具有较好的适应性。

2 连续相位调制信号的状态描述

假定传输的起始时刻为 $t = 0$, CPM 信号可以表示为

$$s(t, \alpha) = \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_c t + \phi(t, \alpha)) \quad (1)$$

$$\phi(t, \alpha) = 2\pi h \sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i q(t-iT) + \pi h \sum_{i=0}^{n-L} \alpha_i \text{ mod } 2\pi, \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (2)$$

其中 T 为符号间隔, E 为符号能量, f_c 为载波频率, $\alpha = (\alpha_0, \alpha_1, \dots)$ 为发送的 M 进制数据序列, $\alpha_i \in \{\pm 1, \pm 3, \pm(M-1)\}$, $h = K/P$ (K, P 为互质的整数) 为调制指数, L 为关联长度。函数 $q(t)$ 称为相位脉冲, 它是一个连续单调函数, 限制

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \\ 1/2, & t > LT \end{cases} \quad (3)$$

对于长度为 LT ($L > 1$) 的部分响应脉冲, CPM 信号在 $t = nT$ 时刻的状态可以表示为

$$S_n = \{\alpha_{n-1}, \alpha_{n-2}, \dots, \alpha_{n-L+1}, \theta_n\} \quad (4)$$

其中 θ_n 称为相位状态, $\alpha_n = \{\alpha_{n-1}, \alpha_{n-2}, \dots, \alpha_{n-L+1}\}$ 称为相关状态。

当 K 为奇数时, CPM 信号的格状图是时变的, 周期为 2, 其状态转移图是一个可以约减的马尔可夫链。引入 Rimoldi^[7] 介绍的物理倾斜相位, CPM 信号的格状图可以转化成时不变结构。此时 CPM 信号表示为

$$s(t, \alpha) = \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_1 t + \bar{\psi}(t, U)) \quad (5)$$

其中 $f_1 = f_c - h(M-1)/(2T)$ 为修正后的载波频率, 物理倾斜相位(令 $t = \tau + nT$),

$$\begin{aligned} \bar{\psi}(\tau + nT, U) &= R_{2\pi} \left[2\pi h \sum_{i=0}^{n-L} U_i + 4\pi h \sum_{i=0}^{L-1} U_{n-i} q(\tau + iT) + W(\tau) \right] \\ &= R_{2\pi} \left[2\pi h R_p \left(\sum_{i=0}^{n-L} U_i \right) + 4\pi h \sum_{i=0}^{L-1} U_{n-i} q(\tau + iT) + W(\tau) \right], \quad 0 \leq \tau < T \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $R_X[\bullet]$ 表示模 X 运算, 修正的数据序列 $U = [\dots, U_{n-1}, U_n]$, $U_i \in \{\alpha_i + (M-1)/2, U_i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ (7)

与数据无关的项

$$W(\tau) = \pi h(M-1)\tau/T - 2\pi h(M-1) \cdot \sum_{i=0}^{L-1} q(\tau + iT) + (L-1)(M-1)\pi h \quad (8)$$

经过相位倾斜后, CPM 信号的状态定义如下:

$$\sigma_n = [U_{n-1}, \dots, U_{n-L+1}, V_n] \quad (9)$$

其中 $V_n = R_p \left(\sum_{i=0}^{n-L} U_i \right)$ 为相位状态。总的状态数 $S_{ML} = PM^{L-1}$, P 为相位状态数, M^{L-1} 为相关状态数。这样得到的状态称为 ML 状态, 相应的格状图称为 ML 格状图。

3 减少状态的差分序列检测算法

RSDSD 的结构框图如图 1 所示。对于最佳的 Viterbi 解码器, 所需的状态数目为 PM^{L-1} 。本文在结合判决反馈的减少状态序列检测思想的基础之上, 采用非相干差分 Viterbi 检测, 利用前后码元的相位增量信息作为分支度量进行 Viterbi 解码, 这一点也是所提出的 RSDSD 算法与 RSSD 算法的主要区别。

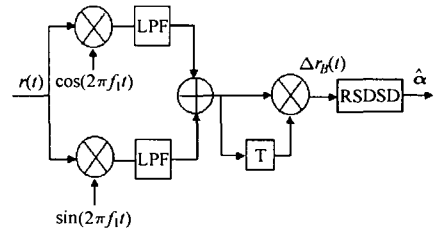


图 1 RSDSD 的结构框图

首先引入 RSSD 的简化状态格状图(RS 格状图), 其思想是构造一个与 ML 格状图相比状态数目较少的格状图。RS 格状图的状态定义如下:

$$\sigma'_n = [R_{M'_1}(U_{n-1}), \dots, R_{M'_{L-1}}(U_{n-L+1}), V'_n(P', L')] \quad (10)$$

其中 $V'_n(P', L') = R_{P'} \left(\sum_{i=0}^{n-L'} U_i \right)$ 。对于 $1 \leq i \leq L-1$, $1 \leq M'_i \leq M$, $1 \leq L' \leq L$, 且 $1 \leq P' \leq P$ 。 M'_i 限制为取 2 的指数, 即对于 $1 \leq i \leq L-1$ 范围内所有的 i , $\log_2 M'_i$ 为整数。此时 RS 格状图可以由简化向量 \mathbf{RS} 来描述(如文献 [8] 定义),

$$\mathbf{RS} = [M'_1, \dots, M'_{L-1}, P'] \quad (11)$$

下面说明 RSDSD 算法中分支度量的计算。假定 CPM 信号通过 AWGN 信道传输, 接收机前端的接收信号可以表示为

$$r(t) = s(t, \alpha) \exp(j(f_d t + \theta(t))) + n(t) \quad (12)$$

其中 f_d 为多普勒频移, $\theta(t)$ 为信道引起的相移, 假定在相邻的符号间隔该相移为常数。接收信号下变频到基带后, 采用一码元延迟信号作为参考信号, 求出基带差分信号 $\Delta r_B(t)$:

$$\Delta r_B(t) = \exp\{j[f_d T + (\bar{\psi}(t, U) - \bar{\psi}(t-T, U))]\} + n_B(t) \quad (13)$$

其中 $n_B(t)$ 为滤波后的基带噪声。

根据 ML 状态的估计, 分支度量的计算如下

$$Z(\sigma'_n : U'_n \rightarrow \sigma'_{n+1}) = \text{Re} \left\{ \int_{nT}^{(n+1)T} \Delta r_B(t) \cdot \exp(-j\Delta \bar{\psi}_n) dt \right\} \quad (14)$$

其中 $\sigma'_n : U'_n \rightarrow \sigma'_{n+1}$ 代表 RS 格状图中的一个转移, Re 为复数变量取实部运算。相应于相位增量的备选信号为

$$\exp(j\Delta\bar{\psi}_n) = \exp\{j[\bar{\psi}(t, \bar{U}) - \bar{\psi}(t-T, \bar{U})]\},$$

$$nT \leq t \leq (n+1)T \quad (15)$$

其中 \bar{U} 为 Viterbi 解码的幸存符号。在解码过程中利用了硬判决的信息，这也就是判决反馈的含义。

4 误差性能分析

CPM 信号的差错性能主要由相应于最小欧氏距离的项控制。归一化最小欧氏距离定义为^[1]

$$d_{\min}^2 = \min_{\alpha, \beta: \alpha \neq \beta} d^2(\alpha, \beta)$$

$$= \min_{\alpha, \beta: \alpha \neq \beta} \frac{1}{2E_b} \int_0^T [s(t, \alpha) - s(t, \beta)]^2 dt \quad (16)$$

其中, α, β 为两个不同的信道符号序列, E_b 为比特能量。格状图中两条路径间的欧氏距离和相位差有关。

在信噪比较大的情况下, 误差概率近似等于

$$P_e \approx C \cdot Q \left[\left(\frac{d_{\min}^2 E_b}{N_0} \right)^{1/2} \right] \quad (17)$$

其中 C 为具有该最小距离的路径数, $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy$, E_b/N_0 为比特信噪比。

下面分析全响应和部分响应信号的减少状态格状图的欧氏距离。

4.1 全响应 CPM

对于全响应 CPM 信号, 最小平方欧氏距离为

$$d_{\min}^2 = \frac{2}{T} \int_0^T \{1 - \cos[4\pi h q(t)]\} dt \quad (18)$$

其信号状态仅有相位状态, 无相关状态, 即 $\sigma_n = [V_n]$ 。假定 RS 状态为

$$\sigma'_n = [V'_n(P', L)] \quad (19)$$

其中 P' 为 P 的因子。若 $P' > K$, 则存在一个 P' 状态格状图, 其最小平方欧氏距离为 d_{\min}^2 (见文献[9])。

事实上当对相位状态进行模 P' 的合并时, 每个 RS 状态包含 P/P' 个 ML 状态。未合并前的相邻两个 ML 状态之间的相位差为 $2\pi i/P$ ($0 \leq i \leq P-1$), 相位状态的合并使得相邻两个 RS 状态之间的相位差增加了 $2\pi P'm/P$, ($0 \leq m \leq P/P' - 1$), 由于^[9]

$$\int_0^T \cos[4\pi h q(t)] dt \geq \int_0^T \cos[2\pi P'm/P \pm 4\pi h q(t)] dt \quad (20)$$

故该 P' 状态格状图中, 从同一状态出发的两个分支或合并到同一状态的两个分支的转移之间的平方欧氏距离大于等于 $d_{\min}^2/2$ 。因此选择 $P' > K$ 的简化状态格状图, 其最小欧氏距离不变。

4.2 部分响应 CPM

在 RS 格状图中, 如果修正状态相等的话, 两条路径就汇合到一起, 因此选择合适的简化状态非常关键。当调制指数较大时, 把所有的相位状态合并为一个状态会带来较大的

距离损失, 而将过去的符号融合到简化状态向量中, 可以使第一错误事件概率减小; 同样仅采用相位状态而丢弃相关状态, 也会带来较大的性能损失, 这一点从文献 [6] 可以看出。

5 仿真结果

在仿真中我们以部分响应 CPM 为例, 选取参数 $M=8$, $h=1/8$, 相位脉冲为长度 $2T$ 的升余弦(2RC)函数。Viterbi 解码器的判决深度为 20 个符号, 符号速率为 134k 波特。

图 2 给出几种简化状态相干 RSSD 的误比特率性能。ML 状态数为 64, RS=[8,8]代表不经状态简化的相干 MLSD 检测; RS=[8,4]代表 $[U_{n-1}, V'_n(4,2)]$, 状态数减为 32; RS=[8,2]代表 $[U_{n-1}, V'_n(2,2)]$, 状态数减为 16; RS=[8] 代表 $[U_{n-1}]$, 状态数减为 8。可以看出采用 $[U_{n-1}, V'_n(4,2)]$ 相比 MLSD 几乎没有性能损失, 而采用 $[U_{n-1}, V'_n(2,2)]$ 和 $[U_{n-1}]$ 在 10^{-3} 误比特率时性能损失约 0.5dB。当存在多普勒频移 f_d 而无法准确估计接收端的频差和载波相位时, RSSD 检测(RS=[8,8])的性能曲线如图 3 所示。从仿真曲线可以看出, 原始的 RSSD 检测方法需要准确的载波恢复, 较小的剩余频差会带来性能上的较大损失。图 4 给出了 RSDSD 的性能。图 5 给出了存在多普勒频移时 RSSD 和 RSDSD 的性能比较, 归一化多普勒频移 $f_d T$ 分别为 0, 0.001 和 0.005, 简化状态为 $[U_{n-1}, V'_n(4,2)]$ 。可以看出 RSDSD 比相干 MLSD 检测在 10^{-3} 误比特率时性能损失约为 2dB, 但对于接收端载波相位未知及收发载波存在剩余频差的情况, RSDSD 算法非常稳健。

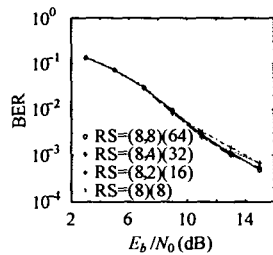


图 2 $M=8, h=1/8, 2RC$ RSSD 检测的误比特率

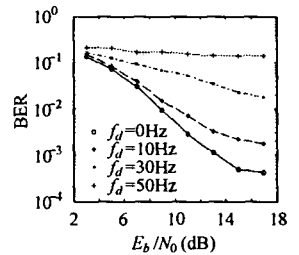


图 3 存在多普勒频移时 RSSD 检测的误比特率

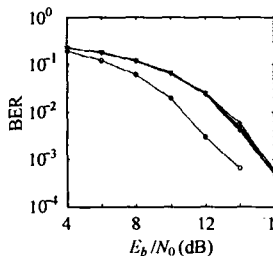


图 4 $M=8, h=1/8, 2RC$ RSDSD 检测的误比特率

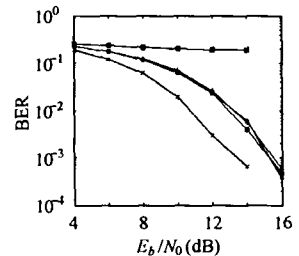


图 5 存在多普勒频移时 RSDSD 和 RSSD 的比较

6 结束语

本文提出了一种 CPM 信号的非相干简化状态差分序列检测算法。在简化状态的基础之上, 该算法采用相位增量信息计算 Viterbi 解码器的分支度量。对于八进制, $h=1/8$ 的 2RC 信号, 仿真结果表明该算法相比相干 MLSD 检测在 10^{-3} 误比特率时信噪比损失约为 2dB, 但它更适合于载波恢复困难的情况, 通过合理的状态合并, 在欧氏距离上不带来性能损失或仅带来较小的性能损失。

参 考 文 献

- [1] Anderson J B, Aulin T, Sundberg C E. Digital Phase Modulation. New Jersey: Plenum Press, 1986, Chap.1 – 3.
- [2] Proakis J G. Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 2000, Chap.4.
- [3] Simon M K and Divsalar D. Maximum-likelihood block detection of noncoherent continuous phase modulation. *IEEE Trans. on Commun.*, 1993,41(1):90 – 98.
- [4] Abrardo A, Benelli G, Cau G. Multiple-symbol differential detection of GMSK for mobile communications. *IEEE Trans. on Veh.Technol.*, 1995, 44(3): 379 – 389.
- [5] Colavolpe G, Raheli R. Noncoherent sequence detection of continuous phase modulations. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(9): 1303 – 1307.
- [6] Svensson A. Reduced state sequence detection of partial response continuous phase modulation. *IEE Proc.-I*, 1991, 138(4): 256 – 268.
- [7] Rimoldi B E. A decomposition approach to CPM. *IEEE Trans. on IT*, 1988, 34(2): 260 – 270.
- [8] Svensson T. Spectrally efficient continuous phase modulation. [Ph.D.thesis], School of Electrical Engineering, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2002.
- [9] Li Bin and Cheng Shixin, A reduced state trellis for full response CPM. *Journal of Electronics*, 1996, 18(5): 553 – 557.

孙锦华: 女, 1979 年生, 博士生, 研究方向为编码、调制与信号处理。
 李建东: 男, 1962 年生, 教授, 研究方向为移动通信, 个人通信。
 金力军: 女, 1944 年生, 教授, 研究方向为短波、超短波数据传输。