

连续相位调制的减少状态序列检测算法

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 西安 710071)

【摘要】给出了一种连续相位调制、结合判决反馈的减少状态序列检测算法,并将其推广到非相干检测形式,能大大减少维特比检测的状态数目。通过分析和仿真结果表明,与最优最大似然序列检测相比,该算法能有效地简化运算复杂度而性能损失较小,非相干检测较相干检测在 10^{-3} 误比特率时性能损失约为2 dB,但它对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; 最大似然序列检测; 非相干检测

中图分类号 TN911.3

文献标识码 A

A Reduced State Sequence Detection Algorithm for Continuous Phase Modulation

SUN Jin-hua, LI Jian-dong, JIN Li-jun

(State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ. Xi'an 710071)

Abstract A reduced state sequence detection algorithm with decision feedback for continuous phase modulation is given and extended to noncoherent detection. This algorithm can greatly reduce the number of states with Viterbi detection. Analysis and simulation results show that the algorithm efficiently reduces the computation complexity with a very small degradation in error performance compared with its optimum maximum likelihood sequence detection, and although noncoherent detection is degraded by 2dB at 10^{-3} bit error rate compared with coherent detection, it is more appropriate and robust to the situation when the carrier recovery is difficult.

Key words continuous phase modulation; viterbi detection; maximum likelihood sequence detection; noncoherent detection

现有的军用通信系统,往往要求在恶劣的通信环境,如移动、多径、动态变化等条件下仍具有高带宽效率、高功率效率以及稳定的高数据速率。在这种情形之下,具有高频谱利用率、高功率利用率和性能优异的编码调制体制成为人们关注的研究对象。

连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)是一类高性能的调制体制。CPM信号的相位在时间上是连续的,这使得它具有较高的频谱利用率;其发射信号包络恒定,可以采用非线性功率放大器,功率利用率高。另外CPM信号本身具有一定的编码增益,当CPM作为串行级联码的内码时,具有类似Turbo码的性能。简单的CPM信号如MSK、GMSK已应用于移动通信系统,而更复杂的CPM信号的应用难点在于: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,CPM信号的状态数

呈指数级增长,这也意味着最大似然序列检测(Maximum Likelihood Sequence Detection, MLSD)将变得及其复杂,难以在工程中实现。本文研究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,并将其推广到非相干检测,以适用于跳频通信系统及其他载波恢复困难的场合。

1 连续相位调制的状态描述

文献[1]给出了CPM信号的基本定义。本文采用Rimoldi的物理倾斜相位模型^[2],将CPM信号的网格图转化成时不变结构。考虑 M 进制CPM信号,假定调制指数 $h = K/P$ (K, P 为互质的正整数),在符号间隔 $nT \leq t < (n+1)T$,CPM信号的物理倾斜相位可以表示为:

收稿日期:2004-09-20

基金项目:国家自然科学基金重点项目(60532060);国家自然科学基金和微软亚洲研究院联合资助项目(60372048);

作者简介:孙锦华(1979-),女,在职博士生,讲师,主要从事编码调制、自适应信号处理方面的研究。

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

式中 $t = \tau + nT$; $R_X[\cdot]$ 表示模 X 运算; 数据序列 $U = [\dots, U_{n-1}, U_n]$, $U_i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$; L 为频率脉冲的长度; $q(t)$ 为相位响应; $W(\tau)$ 是与数据无关的项^[2]。CPM 倾斜相位基带信号可表示为:

$$s(t, U) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \exp[2\pi f_1 t + \bar{\psi}(t, U)] \quad (2)$$

式中 E 为符号能量; f_1 为载波频率。此时, CPM 信号的状态定义为 $\sigma_n = [U_{n-1}, U_{n-2}, \dots, U_{n-L+1}, V_n]$ 其中, $V_n = R_p(\sum_{i=0}^{n-L} U_i)$ 为相位状态, $[U_{n-1}, U_{n-2}, \dots, U_{n-L+1}]$ 为相关状态。这样得到的 CPM 信号状态称为 ML 状态, 相应的网格图称为 ML 网格图。总的状态数为 $S_{ML} = M^{L-1}P$ 。

2 结合判决反馈的 RSSD 检测及推广

结合判决反馈的 RSSD 检测的思想是构造一个与 ML 网格图相比状态数目较少的网格图, 采用这种简化的网格图(称为 RS 网格图)进行 Viterbi 检测。修正状态的定义为:

$$\sigma'_n = [R_{M'_1}(U_{n-1}), \dots, R_{M'_{L-1}}(U_{n-L+1}), V'_n(P', L')] \quad (3)$$

$$V'_n(P', L') = R_{P'}(\sum_{i=0}^{n-L'} U_i) \quad (4)$$

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。式(3)中前 $L-1$ 项依赖于当前时刻以前的 $L-1$ 个数据符号, 称为相关超状态, 其数目为 $\prod_{i=1}^{L-1} M'_i$ 。修正状态的最后一项 $V'_n(P', L')$ 为修正相位状态, 可取 P' 个不同的值。当 $P' < P$ 时, RS 网格图是通过状态的合并得到的。修正状态的状态总数为:

$$S_{RS} = P' \prod_{i=1}^{L-1} M'_i \quad (5)$$

此时网格图可以由下面的向量来描述:

$$\overline{MS} = [M'_1, M'_2, \dots, M'_{L-1}, P'] \quad (6)$$

在 ML 网格图中, 有 M 条分支离开每一个 ML 状态, 每一个分支对应一个不同的输入符号。RS 网格图中相位状态的合并意味着有 $M S_{ML} / S_{RS}$ 个分支离开每个 RS 状态。这些分支聚集成 M 组, 每一组有 S_{ML} / S_{RS} 个平行的转移, 分别对应于相同的输入符号。但由于相位状态不同, 相应的 CPM 信号是不同的。可以看到 RS 网格图与调制指数无关, 即使调制指数减小, 频率脉冲长度增加, 修正网格图的检测复杂

度也不会像 ML 网格图那样呈指数级增长。但是通过 RS 网格图的所有可能路径并不仅仅描述了 ML 网格图中的所有路径, 还包含了一些在 ML 网格图中没有的路径。因此用 VA 在 RS 网格图中求解备选分支的度量时, 仅选择那些在 ML 网格图中可能存在的路径求其度量, 而不是对所有的路径求分支度量。

对于每一个修正状态 σ'_n , 需要根据前面数据符号的硬判决对当前 ML 状态作出估计。定义 $t = nT$ 时刻每个修正状态 σ'_n 所代表的 ML 状态的估计为:

$$\hat{\sigma}_n(\sigma'_n) = [\tilde{U}_{n-1}, \tilde{U}_{n-2}, \dots, \tilde{U}_{n-L+1}, R_p(\sum_{i=-\infty}^{n-L} \tilde{U}_i)] \quad (7)$$

式中 $\tilde{U}_i (i < n)$ 为幸存符号。利用幸存符号对当前状态进行估计, 这也正是判决反馈的含义。若 $r(t)$ 为接收信号, $\sigma'_n: U_n \rightarrow \sigma'_{n+1}$ 代表 RS 网格图中由起始状态 σ'_n 输入符号 U_n 结束状态 σ'_{n+1} 决定的一个转移, 分支度量的计算如下:

$$Z(\sigma'_n: U_n \rightarrow \sigma'_{n+1}) = \text{Re} \left\{ \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) s^*(t, U_n, \hat{\sigma}_n(\sigma'_n)) dt \right\} \quad (8)$$

式中 $s(t, U_n, \hat{\sigma}_n(\sigma'_n))$ 是状态 $\hat{\sigma}_n(\sigma'_n)$ 和输入符号 U_n 所确定的备选信号; $(\cdot)^*$ 代表求复共轭。

由于式(8)要求接收信号与发射信号载波相干, 很难应用于跳频系统以及时变系统; 因此本文对式(8)进行修正。先求得接收信号的基带-码元差分信号, 利用一个码元期间的相位增量信息求出分支度量, 进行简化状态的维特比检测。定义 $t = nT$ 时刻接收信号的基带-码元差分信号为 $\Delta r_B(t)$, 相应的差分备选信号与 $\hat{\sigma}_{n-1}(\sigma'_{n-1})$; \tilde{U}_{n-1} ; $\hat{\sigma}_n(\sigma'_n)$ 和 U_n 有关:

$$\Delta s(t, U_n, \hat{\sigma}_{n-1}(\sigma'_{n-1}), \hat{\sigma}_n(\sigma'_n)) = s(t, U_n, \hat{\sigma}_n(\sigma'_n)) \cdot s^*(t, \tilde{U}_{n-1}, \hat{\sigma}_{n-1}(\sigma'_{n-1})) \quad (9)$$

修正后的分支度量为:

$$Z'(\sigma'_n: U_n \rightarrow \sigma'_{n+1}) = \text{Re} \left\{ \int_{nT}^{(n+1)T} \Delta r_B(t) \cdot \Delta s^*(t, U_n, \hat{\sigma}_{n-1}(\sigma'_{n-1}), \hat{\sigma}_n(\sigma'_n)) dt \right\} \quad (10)$$

3 仿真结果与分析

本文以 $M = 8$ 、 $h = 1/8$ 、 $L = 2$ 的升余弦信号为例说明简化算法的性能。图 1 给出了几种不同简化方案 RSSD 相干检测的误比特性能, 圆括号内的数字表示简化方案相应的状态数。可以看出采用 32 状态 RSSD 检测相比 64 状态 MLSD 几乎没有性能损失, 而采用 16 状态和 8 状态在 10^{-3} 误比特率时性能损失约 0.5 dB。图 2 给出了非相干 RSSD 检测的性能。图 3 给出了收发载波存在频差时相干检测与非相干检测的

性能比较, 归一化频差 fdT 分别为0, 0.001和0.005, 简化状态为 $\overline{MS}=[8\ 4]$ 。可以看出非相干检测相比相干检测在 10^{-3} 误比特率时性能损失为2 dB, 但是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, 非相干检测算法非常稳健。

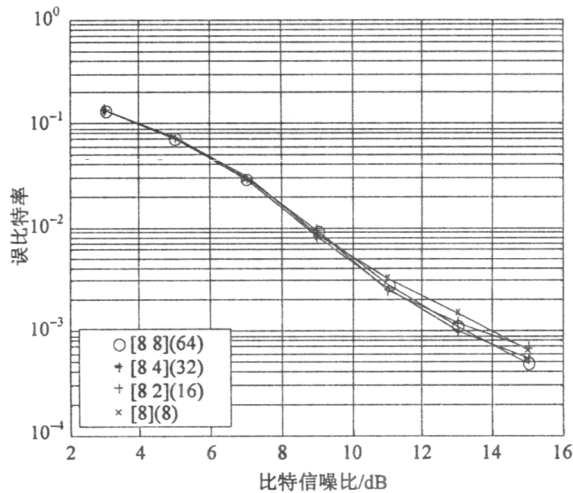


图1 相干检测性能

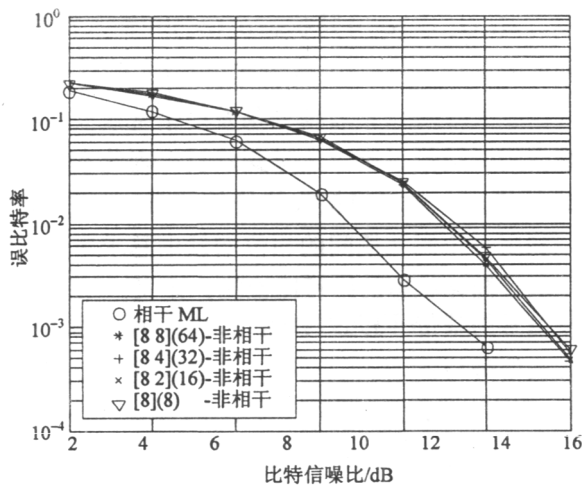


图2 非相干检测性能

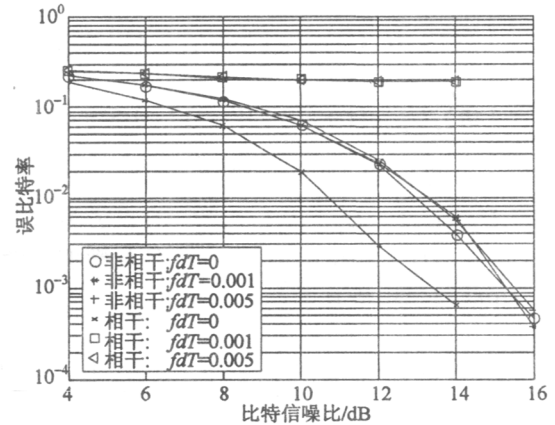


图3 收发载波存在频差时的性能

4 结论

本文分析了结合判决反馈的减少状态序列检测算法, 并将其推广到非相干检测形式。通过计算机仿真可以看到一些简化方案可以大大减小维特比检测的状态数目, 而只引起较小的性能损失, 从而保证了工程的可实现性。

参考文献

- [1] ANDERSON J B, AULIN T, SUNDBERG C E. Digital phase modulation[M]. New Jersey: Plenum Press, 1986.
- [2] BIXIO E R. A decomposition approach to CPM[J]. IEEE Trans. on IT, 1988, 34(2): 260-270.
- [3] LAURENT P A. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses[J]. IEEE Trans. Commun., 1986, 34: 150-160.
- [4] JOHN G P. Digital communications[M]. Beijing: Beijing Publishing House of Electronics Industry, 2001
- [5] SVENSSON A. Reduced state sequence detection of partial response continuous phase modulation[J]. IEE Proceedings-I, 1991, 138(4): 256-268.
- [6] SUN Jinhua, LI Jian-dong, JUN Li-jun, et al. Noncoherent reduced state differential sequence detection of continuous phase modulation[C].// 2004 IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Barcelona, Spain, 2004, 2: 780-784.

编辑 刘文珍