

文章编号: 2095-4980(2017)06-0951-07

软扩频 Multi-h CPM 信号设计方法及其性能

周 鏗^{1,2}, 王世练², 解 楠¹, 张尔扬², 张彦龙³

(1.中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999;

2.国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073; 3.66196 部队, 内蒙古自治区 呼和浩特 010020)

摘要:为解决传统多调制指数连续相位调制(Multi-h CPM)实现复杂度高和调制指数同步困难的问题,提出一种软扩频 Multi-h CPM 信号设计方法。利用单调制指数软扩频获得 Multi-h CPM 类似的相位轨迹和性能增益,伪码捕获的同时实现调制指数同步;推导了软扩频 Multi-h CPM 欧氏距离表达式,搜索获得了 $h=5/7$ 时的最小欧氏距离,与直接序列扩频单调制指数 CPM(DSSS Single-h CPM)信号相比,至少可获得 0.5 dB 的欧氏距离增益。基于极大似然序列检测(MLSD)的同步解扩解调算法,仿真了 $h=5/7$ 的软扩频 Multi-h CPM 误码性能,与 DSSS Single-h CPM 信号相比,在 $BER=10^{-5}$ 时,可获得 1.5 dB 性能增益,且性能优于美军 WGS 系统和 ARTM Tier II 系统采用的 Multi-h CPM 信号。

关键词:软扩频;多调制指数连续相位调制;欧氏距离;极大似然序列检测;误码性能

中图分类号: TN929.533

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201706.0951

Signal design and performance of tamed spread spectrum based Multi-h CPM

ZHOU Ke^{1,2}, WANG Shilian², XIE Nan¹, ZHANG Eryang², ZHANG Yanlong³

(1.Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China;

2.College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha Hunan 410073, China;
3.66196 PLA Troops, Hohhot, Inner Mongolia Autonomous Region 010020, China)

Abstract: To overcome difficulties of high complexity and modulation index estimation in conventional Multi-h Continuous Phase Modulation(Multi-h CPM), a new Multi-h CPM signals format based on tamed spread spectrum technique is proposed, which can obtain similar phase state trellis structure and performance gain as conventional Multi-h CPM signal. Moreover, the modulation index synchronization can be completed while the pseudo random spreading sequence is synchronized. The paper provides the Euclidean distance expression and searches the minimum distance of $h=5/7$. It shows that the proposed signal format can obtain 0.5 dB gain in terms of minimum Euclidean distance compared with the conventional Direct Sequence Spread Spectrum(DSSS) Single-h CPM. The synchronous de-spreading and demodulation algorithm based on Maximum Likelihood Sequence Detection(MLSD) can be used for optimum receiver. Numerical results show that tamed spread spectrum Multi-h CPM signal format can obtain a performance gain of 1.5 dB with a Bit Error Rate(BER) of 10^{-5} compared to DSSS Single-h CPM. Moreover, it outperforms WGS and ARTM Tier2 system.

Keywords: tamed spread spectrum; Multi-h Continuous Phase Modulation; Euclidean distance; Maximum Likelihood Sequence Detection; Bit Error Rate

连续相位调制(CPM)具有相位连续、包络恒定和频谱利用率高优点^[1-2];直接序列扩频(DSSS)具有信号隐蔽性、抗窄带干扰和多址通信等特点^[3]。二者结合产生的直接序列扩频 CPM(DSSS-CPM)是近年来兴起的一种新的通信调制技术^[1]。它继承了 CPM 调制和直接序列扩频的优势,能够适应现代对通信抗干扰、抗截获和频谱高效的要求,由于 DSSS-CPM 信号本身具有包络恒定特性,可以采用低功耗的非线性放大器^[4],从而提高野外环境下的电池使用寿命。

收稿日期: 2016-08-15; 修回日期: 2016-09-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61101097); 装备预研基金资助项目(9140A25031013KG01359); 国防科大重大应用基础研究资助项目(ZDYYJCYJ20140701);

Multi-h CPM 技术是在 CPM 的基础上发展起来的, 与 CPM 技术相比较, 它不仅拥有 CPM 技术的各项优势, 而且它的带外辐射更小, 功率谱密度更加集中, 带宽和功率效率更高^[5]。Multi-h CPM 具有若干个随着时间循环变化的调制指数, 通过选择合适的调制指数, 一方面可以使其频谱比一般 CPM 信号的频谱更加紧凑, 带外滚降速度更快; 另一方面, 可以使相位网格图上的相邻相位路径难以快速合并, 从而增加各路径对应的译码序列间的最小欧氏距离, 提高抗误码性能, 获得额外的编码增益^[5]。但 Multi-h CPM 也存在着明显的缺点: 调制指数同步困难及接收机复杂度高, 尤其对频谱效率较高的高阶调制、部分响应信号, 解调复杂度急剧上升。Multi-h CPM 信号相位的高度平滑特性、恒包络特性、循环变化的调制指数对应不同的网格图等因素, 导致 Multi-h CPM 信号调制指数同步非常困难^[6]。近些年, 研究人员对降低复杂度的 Multi-h CPM 解调技术进行了一定程度的研究^[7-8], 提出了基于周期特性、循环特性和高阶统计量等方法的调制指数同步算法^[9], 但调制指数同步困难和接收机复杂度高的问题仍然没有从根本上得到解决。

软扩频技术是直接序列扩频与编码技术相结合而产生的一种新的基带扩频调制技术, 通过灵活选择信息与扩频序列的映射方式, 可同时获得理想的扩频增益和编码增益。软扩频技术应用于 DSSS-CPM 系统, 继承了扩频信号和 CPM 系统的优势, 具有很强的抗干扰、保密和多址通信能力。不同于传统的 DSSS-CPM 信号中扩频码对信息序列进行逐比特扩频, 即一比特信息码元与长度为 N_c 的扩频序列相乘之后进行 CPM 调制, 其中 CPM 调制方式可以是单调制指数(Single-h)或循环变化的多调制指数(Multi-h)^[10-12]。本文提出的软扩频 Multi-h CPM 调制方式首先对信息序列进行分组, 再与长度为 N_c 的二进制扩频码进行多个连续比特的相乘扩频, 最后对扩频信号进行 Single-h CPM 基带调制。通过选择合适的软扩频参数和 CPM 调制参数, 可获得 Multi-h CPM 类似的相位轨迹和性能增益; 同时, 本文提出的软扩频 Multi-h CPM 接收机只需要进行伪码捕获, 即可实现调制指数同步, 避开了传统 Multi-h CPM 调制指数估计困难的问题, 简化了接收机结构, 降低了复杂度。

1 软扩频 Multi-h CPM 信号设计

1.1 软扩频 Multi-h CPM 信号波形设计

软扩频 Multi-h CPM 信号调制器结构如图 1 所示, 与传统 DSSS-CPM 不同, 连续的信息序列比特 d_k 分组后与有限长度的扩频序列 c_n 相乘, 形成扩频基带信号, 然后输入单调制指数 CPM 基带调制器。该信号继承了典型 CPM 信号的基本特征, 即相位连续、包络恒定。由于这种软扩频 CPM 信号在符号间隔和码片间隔均保持相位连续, 因而具有较高的频谱效率。一个扩频码序列对多个连续比特进行扩频, 通过合理分配扩频码, 不同段、相同长度的码片序列与连续的几个数据比特相乘, 则在相邻比特上的相位增量将与单调制指数情况下有所区别, 对应的相位轨迹可等效为多个调制指数的形式。

根据 Multi-h CPM 的有关理论^[5], 对于含有 K 个循环变化调制指数的 Multi-h CPM 信号, 如果任意 2 个调制指数之和对 1 取模后, 不等于其他调制指数, 则该 Multi-h CPM 信号的任意 2 条相位轨迹至少在 $K+1$ 的时间间隔上不会发生合并, 这一特性将增加多调制指数信号之间的欧氏距离, 从而提高信号的抗误码性能。

如图 2 所示, 考虑长度为 $N_c=15$ 的 m 扩频码序列 $(+1+1-1+1+1-1+1-1+1-1-1-1-1)$, 该序列被均匀划分为 3 段, 每个信息比特与连续的 5 个码片序列相乘, 连续的 3 个信息比特与 1 个完整的扩频序列相乘。假定每个码片上的 CPM 调制指数均为 h , 且信号初始相位为零, 考虑信息序列 $\{1, 1, 1\}$, 则对应的软扩频 Multi-h CPM 相位轨迹如图 3 实线所示。 T_b 为信息符号周期, T_c 为扩频码片周期, 且满足 $N_b = T_b / T_c$, 这里 N_b 为每个信息符号所对应的扩频码长度。假设长度为 N_c 的扩频码对连续 K 个信息符号进行扩频调制, 则扩频序列将被均匀

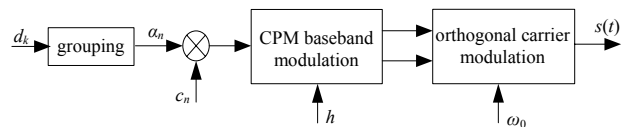


Fig.1 Tamed spread spectrum Multi-h CPM transmitter
图 1 软扩频 multi-CPM 信号调制器结构

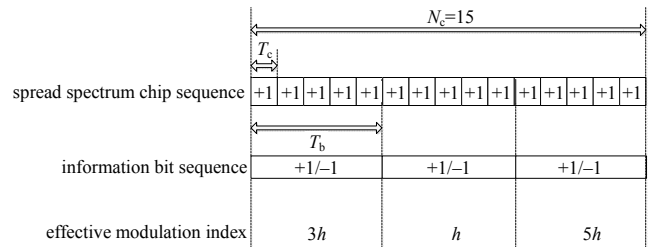


Fig.2 Example of tamed spread spectrum Multi-h CPM signal
图 2 单调制指数软扩频 Multi-h CPM 信号示例

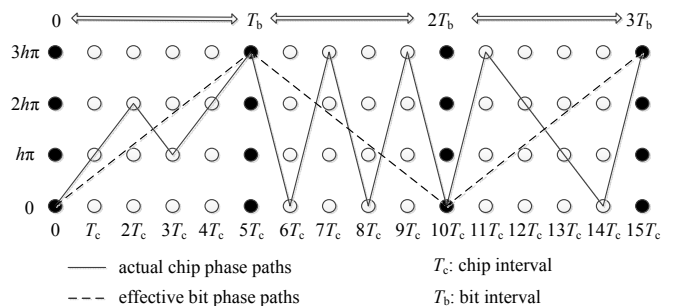


Fig.3 Tamed spread spectrum Multi-h CPM phase state trellis structures
图 3 软扩频 Multi-h CPM 相位轨迹

划分为 K 段, 且 $K = N_c / N_b$ 。图 3 中的扩频序列, $N_c = 15, N_b = 5, K = 3$, 即每个信息符号与 5 个连续的扩频码片相乘扩频。可以看出, 连续相邻信息比特上的等效相位轨迹(图 3 虚线所示)与 Multi-h CPM 信号相位轨迹类似, 该软扩频 Multi-h CPM 信号的调制指数可等效为循环变化的调制指数集 $\{3h, h, 5h\}$ 。如果该集合中的任意两调制指数之和对 1 取模不等于第 3 个调制指数, 则该 Multi-h CPM 信号的任意 2 条相位轨迹将在至少 4 个符号间隔内不会发生合并, 而单调制指数情况下只能获得至少 2 个符号间隔的分散相位轨迹。

在传统 Multi-h CPM 信号的相干接收中, 调制指数同步的顺利完成是解调正确的必要条件, 同步系统的好坏将直接影响整个系统的误码性能。合作模式下, 收发双方已知调制指数集, 但由于 Multi-h CPM 信号中的调制指数循环变化, 不能确定相邻码元之间调制指数的顺序, 且 Multi-h CPM 信号本身相位连续, 符号之间没有明显跳变, 所以调制指数同步一直是 Multi-h CPM 的难题。目前, 有研究利用维特比(Viterbi)早迟分支度量和调制指数循环特性进行同步^[9], 获得了较好的同步效果, 但调制指数的同步和估计模块导致接收机复杂度大大提高。本文提出的软扩频 Multi-h CPM 信号设计方法, 利用扩频系统固有的特点, 避开了上述调制指数同步困难的问题。虽然用于同步的信号特征难以提取, 但扩频信号伪随机码的波形相关特性可以用来实现信号的定时同步和调制指数同步, 这将从根本上解决传统 Multi-h CPM 信号调制指数同步困难的问题, 同时保持了传统 Multi-h CPM 信号的抗误码和频谱高效方面的优势, 降低了接收机复杂度。

1.2 软扩频 Multi-h CPM 信号模型

软扩频 Multi-h CPM 信号复基带解析式可以表示为:

$$s(t; \boldsymbol{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \exp\{j\psi(t; \boldsymbol{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h})\} \quad (1)$$

式中, 相位项可表示为:

$$\psi(t; \boldsymbol{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) = 2\pi \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_b-1} \alpha_i c_{ij} h q(t - (j + iN_b)T_c) \quad (2)$$

式(1)和(2)中: E_c 为码片能量; $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_0, \alpha_1, \dots)$ 为发送的 M 进制信息符号序列, 即 $\alpha_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$; \mathbf{c} 表示收发两端已知的扩频序列; 码片 $c_{ij} = \pm 1$, 下标“ $_{ij}$ ”表示对 i 取 K 模, 其中 K 为扩频码片序列划分段数; 码片相位响应脉冲函数为 $q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau$, 码片频率响应脉冲 $g(t)$ 在时间间隔 $(0, LT_c)$ 内受限, 即 $\int_0^{LT_c} g(\tau) d\tau = q(LT_c) = 1/2$, L 为正整数, $L=1$ 为全响应软扩频 Multi-h CPM 信号, $L>1$ 为部分响应软扩频 Multi-h CPM 信号。

2 软扩频 Multi-h CPM 信号欧氏距离

2.1 软扩频 Multi-h CPM 信号最小欧氏距离

考虑对应于 2 个信号相位轨迹 $\psi_m(t; \boldsymbol{\alpha}_m; \mathbf{c}_m; \mathbf{h})$ 和 $\psi_n(t; \boldsymbol{\alpha}_n; \mathbf{c}_n; \mathbf{h})$ 的信息序列 $\boldsymbol{\alpha}_m$ 和 $\boldsymbol{\alpha}_n$, 假设第 1 个信息比特和扩频码片的乘积不同, 则两信号 $s_m(t; \boldsymbol{\alpha}_m; \mathbf{c}_m; \mathbf{h})$ 和 $s_n(t; \boldsymbol{\alpha}_n; \mathbf{c}_n; \mathbf{h})$ 在长度为 N 个连续信息符号间隔上的欧氏距离定义为:

$$d_{mn}^2(N) = \int_0^{NT_c} (s_m(t; \boldsymbol{\alpha}_m; \mathbf{c}_m; \mathbf{h}) - s_n(t; \boldsymbol{\alpha}_n; \mathbf{c}_n; \mathbf{h}))^2 dt \quad (3)$$

式中的欧式距离在连续 N 比特间隔上累积得到。对于软扩频 Multi-h CPM 信号, 比特欧氏距离由码片欧氏距离累积得到。因此, 该欧氏距离可进一步表示为两信号在第 i 比特 j 码片上欧氏距离的累积:

$$d_{mn}^2(N) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=0}^{N_b-1} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} (s_{mij}(t; \boldsymbol{\alpha}_m; \mathbf{c}_m; \mathbf{h}) - s_{nij}(t; \boldsymbol{\alpha}_n; \mathbf{c}_n; \mathbf{h}))^2 dt \quad (4)$$

根据式(2)中软扩频 Multi-h CPM 复基带信号相位项表达式, 相位项改写为下式:

$$\psi(t; \boldsymbol{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) = 2\pi h \alpha_i c_{ij} q(t) + \theta_{ij} \quad (5)$$

式中第 l 符号和第 n 码片的累积相位项为:

$$\theta_{ij} = \left(\pi h \sum_{i=0}^l \sum_{j=0}^{n-1} \alpha_i c_{ij} \right) \bmod 2\pi \quad (6)$$

根据式(1)和(5), 信息序列 $\boldsymbol{\alpha}$ 对应的 $s(t; \boldsymbol{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h})$ 信号在 i 比特 j 码片上可表示为:

$$s(t; \boldsymbol{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \exp\{j[2\pi h \alpha_i c_{ij} q(t - jT) + \theta_{ij}]\} \quad (7)$$

信息序列 α_m 和 α_n 对应的 $s_m(t; \alpha_m; c_m; h)$ 和 $s_n(t; \alpha_n; c_n; h)$ 信号间的欧氏距离可表示为:

$$d_{mn}^2(N) = \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N_c-1} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} (s_{mij}(t) - s_{nij}(t))^2 dt = \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N_c-1} \frac{E_c}{T_c} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} \left\{ \exp\left\{j\left[2\pi h \alpha_{mi} c_{ij} q(t - jT) + \theta_{mij}\right]\right\} - \exp\left\{j\left[2\pi h \alpha_{ni} c_{ij} q(t - jT) + \theta_{nij}\right]\right\} \right\}^2 dt \quad (8)$$

考虑 $s_m(t; \alpha_m; c_m; h)$ 和 $s_n(t; \alpha_n; c_n; h)$ 信号之间的相位差为:

$$\Delta\psi_{mn} = \psi_m(t; \alpha_m; c_m; h) - \psi_n(t; \alpha_n; c_n; h) = 2\pi h(\alpha_{mi} - \alpha_{ni})c_{ij}q(t - jT) + (\theta_{mij} - \theta_{nij}) \quad (9)$$

则状态网格中 2 条路径之间的欧氏距离和相位差有关:

$$d_{mn}^2(N) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=0}^{N_c-1} \frac{2E_c}{T_c} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} \{1 - \cos(\Delta\psi_{mn})\} dt \quad (10)$$

令累积相位差为 $\Delta\theta_{ij} = \theta_{mij} - \theta_{nij}$, 根据 CPM 信号相位的递归特性 $\Delta\theta_{i,j+1} = \Delta\theta_{ij} + \pi h c_{ij}(\alpha_{mi} - \alpha_{ni})$, 考虑 $q(LT_c) = \int_0^t g(\tau) d\tau = t/2T_c$, 当 N 比较大时得到:

$$d_{mn}^2(N) = \begin{cases} 2E_c \sum_{i=1}^N \sum_{j=0}^{N_c-1} \left[1 - \frac{\sin(\Delta\theta_{i,j+1}) - \sin(\Delta\theta_{ij})}{\Delta\theta_{i,j+1} - \Delta\theta_{ij}} \right], & \Delta\theta_{i,j+1} \neq \Delta\theta_{ij} \\ 2E_c \sum_{i=1}^N \sum_{j=0}^{N_c-1} [1 - \cos(\Delta\theta_{i,j+1})], & \Delta\theta_{i,j+1} = \Delta\theta_{ij} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)表明: 2 个软扩频 Multi-h CPM 信号之间的欧氏距离是从比特到比特逐个累积的结果。比特间隔上的欧氏距离是码片间隔欧氏距离的累加, 码片欧氏距离直接与 2 个信号之间的相位状态相关联。

在高信噪比和比特数逐渐增加的情况下, 误比特率将被少数间隔错误事件和较小的欧氏距离所决定。定义任意 2 个软扩频 Multi-h CPM 信号路径之间的最小欧氏距离为:

$$d_{\min}^2 = \lim_{N \rightarrow \infty} \min d_{mn}^2(N) \quad m \neq n \quad (12)$$

显然, 要利用式(11)和(12)计算获得衡量错误概率的最小欧氏距离, 需要计算机穷尽搜索在某个相位状态分离, 又在未来某个相位状态汇合的所有路径。

2.2 计算机搜索软扩频 Multi-h CPM 信号最小欧氏距离

利用 2 个软扩频 Multi-h CPM 信号之间的欧氏距离是从比特到比特逐个累积的特点, 假定所有信号路径从网格图上的某一时刻 nT_s 开始, 穷尽搜索状态转移网格图中在 nT_s 时刻分离, 又在未来某个时刻合并的所有相位路径, 即可得到 2 个软扩频 Multi-h CPM 信号间的最小距离。

采用 2 bit 能量归一化, 则二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)信号归一化最小欧氏距离为 $d_{\min}^2 = 2$, 最佳调制指数 $h = 0.715$ 的 Single-h CPM 信号归一化最小欧氏距离为 $d_{\min}^2 = 2.43$ ^[13]。传统 Multi-h CPM 采用 2~3 个循环变化的调制指数即可获得理想的功率谱特性、合适的误码性能增益和适当的解调复杂度^[13], 因此, 考虑扩频码划分段数 $K=3$ 。根据连续相位调制信号理论^[13], 相位状态网格图与调制指数分母及分子直接相关, 相位网格图的复杂度直接决定了计算机搜索欧氏距离的路径数目。假定调制指数可表示为分数形式 $h = m/p$, 其中 m 与 p 为互素整数, 则当 m 为偶数时, 有 p 个终值相位状态; 当 m 为奇数时, 有 $2p$ 个终值相位状态^[14]。综合考虑相位状态网格图复杂度和解调性能, 选择 0.715 附近的调制指数 $h = 5/7$ 进行最小欧氏距离计算机搜索。

利用式(11)和(12)分别搜索长度为 15,63 和 255 的 m 序列软扩频 Multi-h CPM 信号的所有路径, 当 N 足够大时, 可以得到平均最小欧氏距离, 如表 1 所示。可以看出, 采用上述 m 序列的软扩频 Multi-h CPM 信号平均最小欧氏距离大于 2.70。与最佳调制指数的 DSSS Single-h CPM 信号的欧氏距离 $d_{\min}^2 = 2.43$ 相比, 至少可获得 0.5 dB 的欧氏距离增益; 与 BPSK 的 $d_{\min}^2 = 2.0$ 相比, 至少可获得 1.3 dB 的欧氏距离增益。软扩频 Multi-h CPM 信号在欧氏距离上的增益将提高其抗误码性能。

表 1 m 序列软扩频 Multi-h CPM 信号平均最小欧氏距离
Table1 Average minimum Euclidean distance of tamed spread spectrum Multi-h CPM with m -sequence

spreading code length N_c	segments K	spectrum gain N_b	average $d_{\min}^2 = 2.0$
15	3	5	2.71
63	3	21	2.73
255	3	85	2.83

3 基于 MLSD 的软扩频 Multi-h CPM 接收机和误码性能

3.1 基于 MLSD 的软扩频 Multi-h CPM 同步解扩解调算法

对于扩频 CPM 信号,最大似然序列检测(MLSD)技术可用来接收判决,并且具有最佳解调性能^[10,13-14]。因为数据和扩频码是不可分离的,由解扩器和数据检测器构成的简单接收机结构将不再适用。因此本节推导基于 MLSD 技术的扩频 CPM 同步解扩解调算法。

在加性高斯白噪声(Additive Gauss White Noise, AWGN)信道条件下,接收的复基带扩频 CPM 信号可表示为:

$$r(t) = s(t; \alpha; \mathbf{c}; \mathbf{h}) + n(t) \tag{13}$$

式中: $s(t; \alpha; \mathbf{c}; \mathbf{h})$ 为发送的扩频 CPM 信号; $n(t)$ 为功率谱密度为 N_0 的零均值复高斯白噪声。本小节中假设接收的扩频 CPM 信号已经被理想同步。为便于表述,下文中 \tilde{x}, \hat{x} 分别表示 x 的假设值和估计值。

根据 MLSD 理论,选择与接收信号 $r(t)$ 具有最小欧氏距离的信号 $s(t; \tilde{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h})$ 所对应的信息符号序列 $\tilde{\alpha}_i$ 作为判决输出。扩频 CPM 信号是恒包络,则最小化信号欧氏距离式等价于最大化互相关,即:

$$\lambda(\hat{\alpha}) = \text{Re} \int_{-\infty}^{\infty} r(t) s^*(t; \tilde{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) dt \tag{14}$$

式(14)右边的度量值可用 Viterbi 算法递归计算得到,即:

$$\lambda_i(n) = \lambda_i(n-1) + \underbrace{\text{Re} \left[\int_{nT_s}^{(n+1)T_s} r(t) s^*(t; \tilde{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) dt \right]}_{\Delta \lambda_i(n)} \tag{15}$$

式(15)右边第 1 项表示 $t=(n-1)T$ 时刻第 i 个幸存路径对应的累积符号分支度量,第 2 项表示在 $t=nT$ 时刻由当前可能发送符号 $\tilde{\alpha}_n$ 引起的符号分支度量增量。假设收发两端已知扩频序列 \mathbf{c} ,若信息符号 $\tilde{\alpha}_n$ 确定,则对应的扩频后码片序列 $\{\tilde{\alpha}_n c_{n(1)}, \dots, \tilde{\alpha}_n c_{n(N_b-1)}, \tilde{\alpha}_n c_{n(N_b)}\}$ 确定,式(15)中符号分支度量增量 $\Delta \lambda_i(n)$ 可表示为:

$$\Delta \lambda_i(n) = \text{Re} \left[\int_{kT_c}^{(k+N_b)T_c} r(t) s^*(t; \tilde{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) dt \right], \quad k = nN_b \tag{16}$$

式(16)右边可进一步表示为:

$$\text{Re} \left[\int_{kT_c}^{(k+N_b)T_c} r(t) s^*(t; \tilde{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) dt \right] = \sum_{j=0}^{N_b-1} \underbrace{\text{Re} \left[\int_{nT_s+jT_c}^{nT_s+(j+1)T_c} r(t) s^*(t; \tilde{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h}) dt \right]}_{A_n(j)} \tag{17}$$

式中 $A_n(j)$ 表示由可能发送的扩频码片序列 $\tilde{\alpha}_n c_{n(j)}$ 引起的码片分支度量增量。由于码片累积相位信息 θ_{nj} 值取值一个离散的有限状态集合 Θ_S ^[14],则在 $t=nT_s+jT_c$ 时刻,码片分支度量增量 $A_n(j)$ 可改写为:

$$A_n(j) = \text{Re} \left[e^{-j\theta_{nj}} \int_{nT_s+jT_c}^{nT_s+(j+1)T_c} r(t) e^{-j\theta(t, \tilde{\alpha}_n, \mathbf{c}_{nj}, \mathbf{h})} dt \right] \tag{18}$$

根据式(15)~(18),符号分支度量增量 $\Delta \lambda_i(n)$ 为码片分支度量增量 $A_n(j)$ 的累加,用 Viterbi 算法递归计算得:

$$\lambda_i(n) = \lambda_i(n-1) + \sum_{j=0}^{N_b-1} A_n(j) \tag{19}$$

由式(17)可知,在每个码片间隔内,发送扩频序列 $\{\alpha_n c_{n(j-L+1)}, \dots, \alpha_n c_{n(j-1)}, \alpha_n c_{n(j)}\}$ 有 $M \times 2^L$ 种可能,而对应的相位状态 θ_{n-L} 有 p 或 $2p$ 种可能。因此,在 $t=(j+1)T_c$ 时刻,将产生 $pM \times 2^L$ 或 $pM \times 2^{L+1}$ 个分支度量增量,即接收信号 $r(t)$ 需要与 $pM \times 2^L$ 或 $pM \times 2^{L+1}$ 个本地参考波形 $s(t; \tilde{\alpha}; \mathbf{c}; \mathbf{h})$ 进行匹配滤波,以得到完备的码片分支度量增量 $A_n(j)$,再利用式(18)得到由假设的信息符号 $\tilde{\alpha}_n$ 所确定的符号分支度量增量 $\Delta \lambda_i(n)$,最后进行 Viterbi 检测,回溯发送信息。图 4 给出了软扩频 Multi-h CPM 信号的同步解扩解调接收机原理框图,伪码同步采用文献[14]中基于波形匹配的扩频 CPM 信号伪码同步算法,扩频码同步的同时完成了等效的调制指数同步。

3.2 软扩频 Multi-h CPM 误码性能仿真

根据美国国防部提出的网络中心战设想,美军新一代宽带全球军事卫星通信(WGS)系统将取代国防卫星通信系统(Defense Satellite Communication System, DSCS)作为下一代大容量通信系统^[15]。WGS 采用 2 个循环变化的

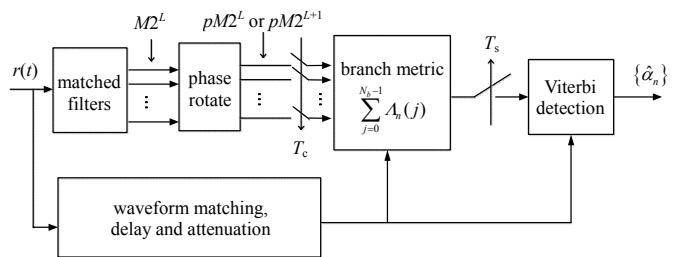


Fig.4 Tamed spread spectrum Multi-h CPM receiver structure
图 4 软扩频 Multi-h CPM 同步解扩解调接收机结构

调制指数 6/15 和 7/15。美国先进靶场遥测(Advanced Range Telemetry, ARTM)计划组织和爱德华兹(Edwards)空军基地共同支持 Nova 工程公司进行新遥测 Multi-h CPM 体制的研究,该体制已被 ARTM 制定为遥测新体制的第二步目标(Tier II)^[16]。ARTM Tier II 采用的调制指数为 4/16 和 5/16。考虑到系统复杂度和调制指数同步困难等因素, WGS 和 ARTM Tier II 在信号体制设计时只选择了 2 个循环变化的调制指数。而软扩频 Multi-h CPM 信号的等效调制指数个数则可以根据扩频码分段数进行灵活选择,同时不会增加接收机的解调复杂度。本节将对软扩频 Multi-h CPM 信号的误码性能与未扩频 CPM 信号、WGS 和 ARTM Tier II 信号参数进行对比。

采用 3.1 节基于 MLSD 的软扩频 Multi-h CPM 信号同步解扩解调接收机,在 AWGN 信道中,对调制指数 $h=5/7$,扩频码长度 $N_c=63$,信息调制阶数 $M=2$,记忆长度 $L=3$,扩频码分段数 $K=3$ 的软扩频 Multi-h CPM 信号进行计算机仿真。

图 5 给出了不同调制参数条件下, DSSS-CPM 信号同步解扩解调接收机的 BER 性能。图中标识“SH”和“SSSH”分别表示采用 MLSD 检测的未扩频 Single-h CPM 信号和 DSSS Single-h CPM 信号。可以看出,当其他参数相同时,扩频码长分别为 $N_c=127$ 和 $N_c=255$ 的同步解扩解调接收机 BER 性能完全一致。与对应的 SH 信号相比,该算法可实现 DSSS CPM 信号的同步解扩解调,且检测性能没有损失。

图 6 给出了不同调制指数下,软扩频 Multi-h CPM 信号的误码率曲线,与 2.2 节中最小欧氏距离对应, $h=5/7$ 时可获得较好的误码性能。调制指数选择对信号误码性能有很大影响,由于扩频的引入和调制指数集合的特殊限制(任意 2 个等效调制指数之和对 1 取模,不等于其他调制指数),抗误码性能随调制指数的变化规律并不明显,但仍可以看出调制指数 0.715 附近具有最佳的误码性能。基于以上分析,选择 $h=5/7$ 和 $N_c=63$ 的软扩频 Multi-h CPM 信号,进一步与其他 DSSS Multi-h CPM 信号的抗误码性能进行仿真对比。

图 7 分别给出了 $h=5/7$ 的 DSSS Single-h CPM 信号、 $h=[4/16,5/16]$ 的 ARTM Tier II 信号、 $h=[6/15,7/15]$ 的 WGS 信号和 $h=5/7$ 、 $K=3$ 的软扩频 Multi-h CPM 信号的误码性能仿真曲线。从仿真结果可以看出,本文所提出的软扩频 Multi-h CPM 信号具有更好的抗误码性能,这是因为软扩频 Multi-h CPM 信号在上述调制参数下可获得 3 个等效调制指数,而 WGS 和 ARTM Tier II 信号考虑了复杂度和调制指数同步等因素,只选择 2 个调制指数。在误码率 $BER=10^{-5}$ 时,与 DSSS Single-h CPM 的 MLSD 检测相比,软扩频 Multi-h CPM 信号最佳检测可获得 3 dB 的信噪比增益,且误码性能优于美军 ARTM Tier II 系统($h=[4/16,5/16]$)和 WGS 系统($h=[6/15,7/15]$)的信号参数。

4 结论

提出一种软扩频 Multi-h CPM 信号设计方法,通过对扩频序列进行合理分割并在连续信息符号上进行扩

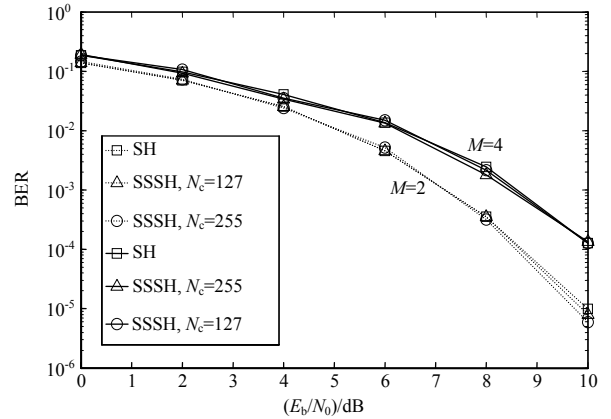


Fig.5 BER performance of DSSS single-h CPM signal($L=1, h=1/2$)
图 5 不同参数下 DSSS single-h CPM 信号 BER 性能($L=1, h=1/2$)

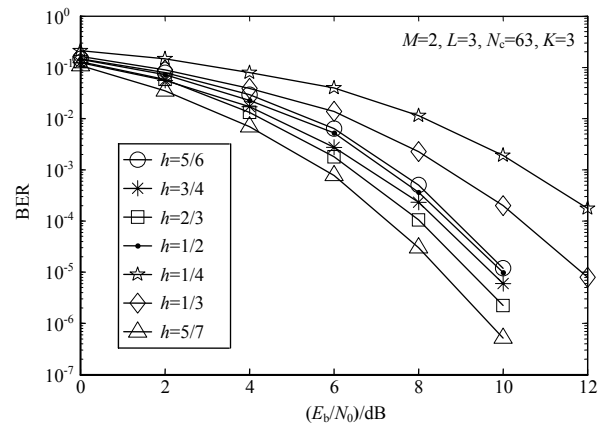


Fig.6 BER performance of tamed spread spectrum Multi-h CPM with different modulation indexes($M=2, L=3, N_c=63, K=3$)
图 6 不同调制指数下软扩频 Multi-h CPM 信号误码率($M=2, L=3, N_c=63, K=3$)

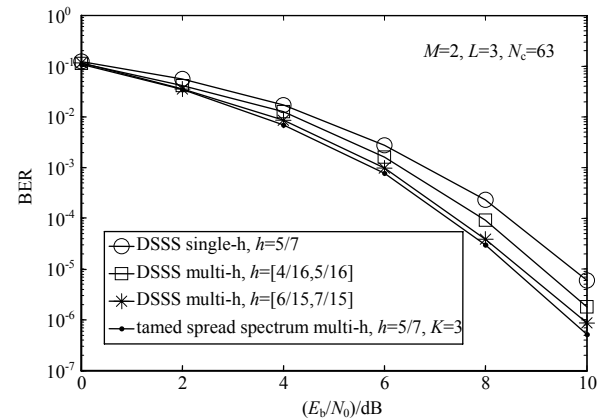


Fig.7 BER performance of tamed spread spectrum Multi-h CPM and DSSS Single-h/Multi-h CPM with MLSD receiver($M=2, L=3, N_c=63$)
图 7 基于 MLSD 接收机的软扩频 multi-CPM 和 DSSS Single-h/Multi-h CPM 信号误码率($M=2, L=3, N_c=63$)

频调制;采用 Single-h CPM 即可获得 Multi-h CPM 信号类似的相位轨迹和性能增益,伪码捕获的同时实现调制指数同步;推导了直接序列软扩频 Multi-h CPM 信号欧氏距离表达式,计算机搜索获得调制指数 $h=5/7$ 时的软扩频 Multi-h CPM 信号平均最小欧氏距离,与 DSSS Single-h CPM 信号相比,可获得至少 0.5 dB 的欧氏距离增益;给出了基于 MLSD 检测的同步解扩解调接收机结构,仿真分析了 $h=5/7$ 时的软扩频 Multi-h CPM 信号误码性能,在所给仿真条件下,与 DSSS Single-h CPM 的最佳解调相比,软扩频 Multi-h CPM 信号在 $BER=10^{-5}$ 时可获得 1.5 dB 性能增益,且误码性能和接收机复杂度均优于美军 WGS 系统和 ARTM Tier II 系统采用的 Multi-h CPM 信号参数。

参考文献:

- [1] 郑洪明. CPM 扩频调制技术在 CDMA 移动通信系统中应用的研究[D]. 南京:东南大学, 2001. (ZHENG Hongming. The application of CPM spread spectrum techniques in CDMA mobile communication system[D]. Nanjing,China: Southeast University, 2001.)
- [2] AULIN T,RYDBECK N,SUNDBERG C E W. Continuous phase modulation—part II:partial response signaling[J]. IEEE Transactions on Communications, 1981,29(3):210–225.
- [3] 贾彬彬,常青,李育龙. 码多普勒对扩频码捕获性能的影响[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013,11(1):101–104. (JIA Binbin,CHANG Qing,LI Yulong. Influence of code Doppler on spread spectrum code acquisition performance[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013,11(1):101–104.)
- [4] MCDOWELL A T,LEHNERT J S,JEONG Y K. Dual-phase continuous phase modulation for spread-spectrum multiple-access communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004,52(5):823–833.
- [5] ANDERSON J B,TAYLOR D P. A bandwidth-efficient class of signal-space codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1978,24(6):703–712.
- [6] PERRINS E,RICE M. PAM decomposition of M-ary multi-h CPM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005,53(12): 2065–2075.
- [7] SIMMONS S J. Simplified coherent detection of CPM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995,43(234):726–728.
- [8] WYLIE-GREEN M P. A new PAM decomposition for continuous phase modulation[C]// 2006 40th Annual Conference on Information Sciences and Systems. Princeton,NJ,USA:IEEE, 2007:705–710.
- [9] ZHAO Q,STUBER G L. Robust time and phase synchronization for continuous phase modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006,54(10):1857–1869.
- [10] LANE W D,BUSH A M. Spread-spectrum multi-h modulation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1988,8(5):728–742.
- [11] MÜLLER R,LAMPE A. Spectral efficiency of random CDMA with constant envelope modulation[J]. AEU—International Journal of Electronics and Communications, 2011,65(8):701–706.
- [12] MAZZALI N,COLAVOLPE G,BUZZI S. CPM-based spread spectrum systems for multi-user communications[J]. IEEE International Conference on Communications, 2013,12(1):358–367.
- [13] PROAKIS J G,SALEHI M. 数字通信[M]. 5 版. 北京:电子工业出版社, 2012. (PROAKIS J G,SALEHI M. Digital communication[M]. 5th ed. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2012.)
- [14] ZHOU Ke,WANG Shilian,ZHANG Eryang. Coherent RAKE receiver for CPM-based direct sequence spread spectrum[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2016:1–7.
- [15] KUMAR R,TAGGART D,MONZINGO R,et al. Wideband Gapfiller Satellite(WGS) system[C]// 2005 IEEE Aerospace Conference. Big Sky,MT,USA:IEEE, 2005:1410–1417.
- [16] GEOGHEGAN M. Description and performance results for the advanced range telemetry(ARTM) tier II waveform[C]// International Telemetry Conference Proceedings. 2000:1–14.

作者简介:



周 镭(1991–),男,陕西省商洛市人,在读硕士研究生,主要研究方向为扩频 CPM/CDMA 通信,email:zhoug2010@gmail.com.

王世练(1976–),男,江苏省徐州市人,教授,主要研究方向为无线通信对抗。

解 楠(1975–),男,山东省胶州市人,研究员,主要研究方向为测控无线通信。

张彦龙(1980–),男,呼和浩特市人,工程师,主要研究方向为无线通信抗干扰。

张尔扬(1941–),男,浙江省宁波市人,教授,博士生导师,军事无线通信技术专家。