

基于虚拟调制指数集的多指数 CPM 减相位状态检测

谢顺钦, 周铎, 陈大海, 李湘鲁, 钟声, 张健

(中国工程物理研究院电子工程研究所, 四川 绵阳 621999)

摘 要: 针对多指数连续相位调制 (Multi- h CPM), 提出了基于虚拟调制指数集简化相位状态的低复杂度检测方法。在接收端构造与发送端不同的调制指数集, 并采用逐幸存路径处理的方法解决收发调制指数不一致所带来的失配问题。当虚拟调制指数的分母远小于实际发送信号的调制指数分母时, 相干序列检测的相位状态可被有效简化, 从而降低 Multi- h CPM 相干检测的复杂度。与简化相关状态的频率脉冲截断 (FPT) 算法联合使用, 可进一步降低接收端的网格状态数。仿真结果表明, 针对先进靶场遥测 (ARTM) CPM 信号可设计多组基于虚拟调制指数集的简化接收方案, 其中, 当虚拟调制指数集为 $\left[\frac{3}{4}, \frac{2}{4}\right]$ 时, 网格状态数可由最优检测的 512 降低为 64, 性能损失小于 0.05 dB。进一步联合 FPT 算法后, 网格状态数可降为 16, 性能仅损失 0.75 dB。

关键词: 多指数连续相位调制; 简化复杂度; 序列检测; 虚拟调制指数; 逐幸存路径处理

中图分类号: TN95

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019185

Reduced phase-state detection based on virtual modulation indexes for Multi- h CPM

XIE Shunqin, ZHOU Ke, CHEN Dahai, LI Xianglu, ZHONG Sheng, ZHANG Jian

Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621999, China

Abstract: Simplified detection with reduced phase-state based on virtual modulation indexes was designed for Multi- h CPM. Multiple sets of modulation indexes different from the transmitter were constructed in the receiver, and the per-survivor processing was used to solve the mismatch caused by the inconsistency of the modulation indexes between the receiver and the transmitter. When the denominator of virtual modulation index was much smaller than the original denominator of actual transmitted signal, the phase states of coherent sequence detection could be effectively simplified, thus the complexity of coherent detection for Multi- h CPM could be reduced. The trellis could be simplified further via combining with the frequency pulse truncation (FPT) used for simplifying correlation states. The simulation results show that for advanced range telemetry (ARTM) CPM signal, various simplified receiving schemes based on virtual modulation indexes can be designed. When the virtual modulation indexes are set to $\left[\frac{3}{4}, \frac{2}{4}\right]$, the number of trellis states can be

reduced from 512 (in optimal detection) to 64, but the performance loss is less than 0.05 dB. Further combined with FPT algorithm, the number of trellis states can be reduced to 16, while the performance loss is only 0.75 dB.

Key words: Multi- h CPM, low complexity, sequence detection, virtual index, per-survivor processing

收稿日期: 2019-01-13; 修回日期: 2019-07-07

通信作者: 李湘鲁, suntrain@caep.cn

基金项目: 国防预研究基金资助项目 (No.9140A25031013KG01359)

Foundation Item: The National Defense Pre-Research Foundation of China (No.9140A25031013KG01359)

1 引言

连续相位调制 (CPM, continuous phase modulation) 是一种高带宽效率的恒包络调制体制^[1]。多指数 CPM (Multi-*h* CPM) 与单指数 CPM 相比, 增大了信号的最小欧氏距离, 提升了基于相干网格状态检测的误码性能。美国先进靶场遥测组织在遥测标准 IRIG106-04^[2]中已将 Multi-*h* CPM 信号定义为新一代的遥测信号, 以取代频谱效率低下的脉冲编码调制/频率调制 (PCM/FM, pulse code modulation/frequency modulation) 遥测体制。虽然 Multi-*h* CPM 具有频谱利用率高和功率效率高的优点, 但其接收端存在两大难点——同步困难及解调复杂度高, 为降低接收端的复杂度, 本文提出了低复杂度检测算法。

Multi-*h* CPM 为有记忆调制信号, 其最佳接收为最大似然序列检测 (MLSD, maximum likelihood sequence detection)^[1], 而 Multi-*h* CPM 的特性, 如进制数高、调制指数小以及部分响应长等, 造成其 MLSD 的检测复杂度很高, 主要表现在接收机的匹配滤波器规模和序列检测的网格状态数两方面。因此, 针对 Multi-*h* CPM 的复杂度简化算法主要是从这两方面着手, 基于匹配滤波器的简化方法主要有基函数分解^[3-4]、脉冲幅度调制 (PAM, pulse amplitude modulation) 分解^[5]及频率脉冲截断 (FPT, frequency pulse truncation)^[5]等; 网格状态数的简化又可以分为相关状态简化和相位状态简化两方面, 减状态序列检测^[6] (RSSD, reduced state sequence detection) 以及 PAM、FPT 都能完成相关状态的简化, 而简化相位状态的方法目前仅有基于相位状态合并的 RSSD^[5]。因此, 与相关状态的简化方法相比, 从简化相位状态出发的低复杂度检测方法较为单一, 且 RSSD 算法在接收端需要基于 MLSD 的状态网格进行匹配滤波, 因此无法简化匹配滤波器的规模。

最近的文献^[7-8]针对单指数 CPM 提出了一种新的简化相位状态的算法, 该算法在接收端构造虚拟的且分母更小的调制指数, 并结合逐幸存路径处理 (PSP, per-survivor processing) 能够有效简化网格状态中相位状态。本文将该方法扩展到 Multi-*h* CPM, 构造多组基于虚拟调制指数集的简化接收方案。最后将本文算法与 FPT 算法 (FPT 算法可简化匹配滤波器和相关状态, 但无法简化相位状态) 联用, 更大程度地简化了 Multi-*h* CPM 的接收复杂度, 并验证了本文算法与其他简化算法联合使用的适应性。

2 系统模型

2.1 Multi-*h* CPM 信号及其倾斜相位表示

Multi-*h* CPM 基带信号的相位可以表示为^[1]

$$\psi(t, \mathbf{a}) = 2\pi \sum_{i=0}^n \alpha_i h_{\underline{i}} q(t - iT) \quad (1)$$

其中, T 为符号周期; $\alpha_i \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$, M 为调制进制数; 有理数 $h_{\underline{i}} = \frac{K_{\underline{i}}}{P}$ 为 i 时刻的调制指数, 下标 $\underline{i} = R_H(i)$, $R_H(\cdot)$ 为模 H 操作, H 为调制指数集的元素个数; $q(t)$ 是 CPM 频率脉冲 $g(t)$ 的积分, $g(t)$ 长度为 LT 。除特殊说明外, 本文针对 $M=4$, $L=3$, $g(t)$ 为升余弦脉冲, $\mathbf{h} = \left[\frac{4}{16}, \frac{5}{16} \right]^T$ 的双调制指数 ($H=2$) CPM 信号, 即 IRIG106 中定义的 Multi-*h* CPM, 以下简称 Tier2 信号。

加入倾斜相位分解^[9]后, 式(1)可表示为

$$\psi(t, \mathbf{a}) = \bar{\psi}(t, U, \mathbf{a}) - \pi \sum_{i=0}^{n-L} (M-1) h_{\underline{i}} \quad (2)$$

其中, $\bar{\psi}(t, U, \mathbf{a})$ 为倾斜相位下的相位表达式, 如式(3)所示。

$$\bar{\psi}(t, U, \mathbf{a}) = 2\pi \sum_{i=0}^{n-L} U_i h_{\underline{i}} + 2\pi \sum_{i=0}^{L-1} \{ \alpha_{n-i} h_{\underline{n-i}} q(t - (n-i)T) \} \quad (3)$$

其中, $U_i = \frac{\alpha_i + (M-1)}{2}$ 。令 $v_n = \sum_{i=0}^n U_i K_{\underline{i}}$, 则式(3)可以表示为

$$\bar{\psi}(t, U, \mathbf{a}) = \bar{\psi}(t, v, \mathbf{a}) = \frac{2\pi v_{n-L}}{P} + 2\pi \sum_{i=0}^{L-1} \{ \alpha_{n-i} h_{\underline{n-i}} q(t - (n-i)T) \} \quad (4)$$

在物理相位下, v_n 满足递归表达式, 如式(5)所示。

$$v_n = R_P [v_{n-1} + K_{n-1} U_{n-1}] \quad (5)$$

其中, $R_P[\cdot]$ 为模 P 操作, K_n 和 U_n 为整数。因此 v_n 共有 P 种离散的可能值, 在倾斜相位下, 相位状态数由 MLSD 网格中的 $2P$ 降低为 P 。

2.2 Multi-*h* CPM 信号的 MLSD 及复杂度分析

CPM 信号的最佳接收——MLSD 是基于网格状态转移和维特比算法实现的, 在第 n 个符号间隔内, CPM 的网格状态 (向量) 定义为

$$\sigma_n = \{\tilde{v}_{n-L+1}, \tilde{\alpha}_{n-L+2}^n\} = \{\tilde{v}_{n-L+1}, \tilde{\alpha}_{n-L+2}, \dots, \tilde{\alpha}_n\} \quad (6)$$

其中, \tilde{v}_{n-L+1} 为相位状态变量, $\tilde{\alpha}_{n-L+2}^n = [\alpha_{n-L+2}, \dots, \alpha_n]$ 为相关状态向量。定义 n 时刻状态 σ_{n-1} 向特定状态 σ_n 转移的路径向量为

$$e_n = \{\tilde{v}_{n-L}, \tilde{\alpha}_n\} = \{\tilde{v}_{n-L}, \tilde{\alpha}_{n-L+1}, \dots, \tilde{\alpha}_{n-1}, \tilde{\alpha}_n\} \quad (7)$$

在 nT 时刻的所有分支度量增量表示为

$$\Delta e_n = \text{Re} \left[e^{-j\tilde{v}_{n-L}} \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) e^{-j\tilde{g}(t; \tilde{\alpha}_n)} dt \right] \quad (8)$$

其中, $\tilde{g}(t; \tilde{\alpha}_n)$ 为 $\tilde{\alpha}_n$ 对应的 CPM 相位轨迹。由式(6)定义的 MLSD 网格状态数为

$$N_{st} = PM^{L-1} \quad (9)$$

对于 Tier2 信号, $P=16, M=4, L=3$, 因此即使在倾斜相位模型下, 网格状态数 $N_{st}=256$, 在目前常用的 FPGA 硬件资源下很难实现这一检测复杂度, 因此 Multi- h CPM 工程实现的第一步是采用低复杂度算法降低其检测复杂度。

3 算法描述

3.1 虚拟调制指数检测原理

调制指数通常由有理数构成, 其分母决定了接收网格的状态数。Multi- h CPM 为了在较小的调制指数集中实现元素的差异性^[1], 调制指数的分母通常较大, 如 Tier2 信号的调制指数分母为 16。

采用虚拟调制指数降低检测复杂度的思想由 Messai 等^[7-8]针对单指数 CPM 提出, Messai 将其称为基于 PSP 的最优检测。接收端采用不同于调制端的调制指数, 当接收端的调制指数分母相比真实调制指数的分母小时, 可以降低状态网格中的相位状态数。本文将该算法推广到 Multi- h CPM 信号, 并对算法的部分原理进行了调整, 为区别于单指数 CPM 的方法, 将其称为基于“虚拟调制指数集”的低复杂度检测 (VhD, virtual indexes(h) detection)。

设接收端的调制指数为

$$h_v = [h_{v1}, h_{v2}]^T = \left[\frac{K_{v1}}{P_v}, \frac{K_{v2}}{P_v} \right]^T \quad (10)$$

其中, P_v 为整数, K_{v1} 、 K_{v2} 为小于 P_v 的整数。与真实调制指数 $h = [h_1, h_2]^T$ 之间存在着调制指数差异 Δh 。

$$h = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = h_v + \Delta h = \begin{bmatrix} h_{v1} \\ h_{v2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta h_1 \\ \Delta h_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

将式(11)代入式(3), 得到虚拟调制指数下 CPM 倾斜相位信号表达式如式(12)所示。

$$\begin{aligned} \bar{\psi}(t, h, \alpha) &= \bar{\psi}(t, h_v, \Delta h, U) = \\ &= 2\pi \sum_{i=0}^{n-L} U_i (h_{v_i} + \Delta h_i) + 2\pi \sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i h_i q(t-iT) = \\ &= 2\pi \sum_{i=0}^{n-L} U_i h_{v_i} + 2\pi \sum_{i=0}^{n-L} U_i \Delta h_i + 2\pi \sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i h_i q(t-iT) \end{aligned} \quad (12)$$

其中, 最后一个等号右侧的第一项是虚拟调制指数所构成的相位状态项; 第二项与调制指数增量 Δh 有关, 称为虚拟调制指数的补偿项; 第三项与传统的相关状态定义一致, 不进行处理。

针对式(12)的第一项, 可以定义新的相位状态转移关系如下。令虚拟相位状态为 $v'_n = \sum_{i=0}^n U_i K_{v_i}$, 从而相位状态满足递推关系如式(13)所示。

$$v'_n = R_{P_v} [v'_{n-1} + K_{v_{n-1}} U_{n-1}] \quad (13)$$

此时, VhD 的相位状态数为 P_v 。当 $P_v < P$ 时, 与式(5)相比, 式(13)定义的相位状态数更少了, 总的网格状态数降低为 $P_v M^{L-1}$ 。基于 VhD 的低复杂度检测算法步骤为: 首先, 将 P_v 取最小值; 然后, 按所有可能值遍历搜索式(10)中的分子项 K_{v1} 及 K_{v2} , 通过性能仿真结果获取最佳的虚拟调制指数集组合。

第二项可以参照文献[7-8], 利用 PSP 的方法得到 $n-L$ 时刻前符号的估计值 \hat{U}_i , 再进一步计算补偿项。

将虚拟相位状态代入式(12), 可构造出基于 VhD 的倾斜相位表达式如式(14)所示。

$$\begin{aligned} \bar{\psi}(t, h_v, \Delta h, U) &= \bar{\psi}(t, v'_{n-L}, \Delta h, U_{n-L+1}^n) = \\ &= \frac{2\pi v'_{n-L}}{P_v} + 2\pi \sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i h_i q(t-iT) + 2\pi \sum_{i=0}^{n-L} \hat{U}_i \Delta h_i \end{aligned} \quad (14)$$

不同于文献[7-8]将虚拟调制指数融合进了相关状态中, 本文仅将其置入相位状态中。由于 VhD 实际仅对相位状态有效, 因此, 式(14)的表达更加简明。

3.2 与频率脉冲截断算法的联合应用

虽然 VhD 可有效简化相位状态, 但其对状态向量中的相关状态并没有进行任何简化。因此, 为了更彻底地降低网格状态数, 可以将 VhD 与其他能降低相关状态的算法联合使用。对于部分响应的 Multi- h CPM 信号, FPT 算法^[5]用于简化相关状态最为高效, 该算法用于 Multi- h CPM 的简化研究可参考文献[10-12]。

联合 FPT 算法,并将式(14)代入式(2),得到 Multi-*h* CPM 信号基于 VhD 和 FPT 的简化相位表达式为

$$\begin{aligned} \psi(t, \mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}) \approx \psi(t, \mathbf{h}_v, \Delta \mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}, L') = \\ \frac{2\pi v'_{n-L}}{P_v} + 2\pi \sum_{i=0}^{n-L'} U_i \Delta h_i + \\ 2\pi \sum_{i=n-L'+1}^n \alpha_i h_i q\left(t - iT + \frac{T}{2}\right) - \pi \sum_{i=0}^{n-L'} (M-1) h_i \end{aligned} \quad (15)$$

当 FPT 的截断长度为 L' 时, 状态数将进一步降为 $P_v M^{L'-1}$, 其中, 截断长度 $L' < L$ 。

4 仿真结果及分析

由于 PSP 存在判决反馈的非线性过程, 因此基于 VhD 的简化算法难以采用理论推导来完成虚拟调制指数集的设计, 故需要采用数值仿真来完成性能评估与 VhD 简化方案设计。

针对 Tier2 信号, 采用 Matlab 对本文提出的 VhD 算法进行蒙特卡罗仿真, 并将信道建模为单边功率密度为 N_0 的高斯白噪声(AWGN, additive white Gaussian noise) 信道。仿真以最大信噪比 $\frac{E_b}{N_0} = 12$ dB 或误比特

率 (BER, bit error rate) $\leq 10^{-5}$ 作为停止条件, 并统计误比特数超过 200 或总符号数超过 10^7 。

4.1 VhD 的数值仿真结果

图 1 为 $P_v=2$ 及 $P_v=3$ 的简化性能, 图 2 为 $P_v=4$ 的简化性能。图中 “ m st” 表示状态数为 m 的简化方法。将 MLSD 的误码曲线作为性能参照, 下文的 “性能损失” 都是相对 MLSD 而言的。值得指出的是, 本文未给出 $P_v > 4$ 的简化方案的仿真结果, 这是由于 P_v 越小, 简化程度越高, 同时 $P_v=4$ 的性能已经足够好 (存在性能损失小于 0.1 dB 的方案)。

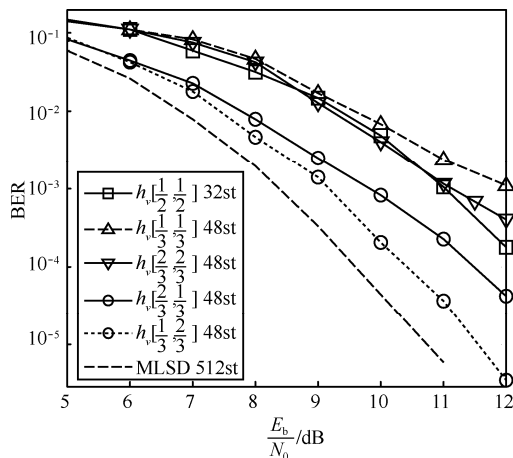


图 1 Tier2 信号的 VhD 误码性能 ($P_v=2$ 及 $P_v=3$)

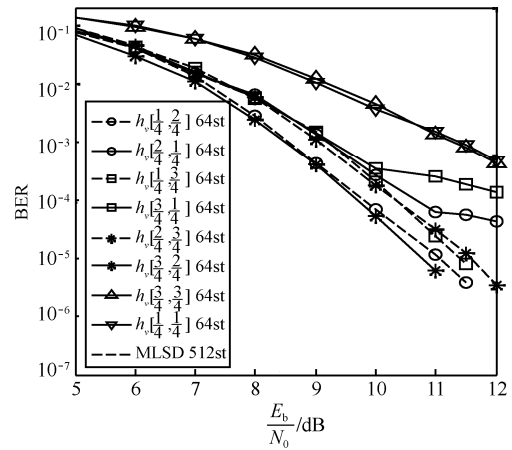


图 2 Tier2 信号的 VhD 误码性能 ($P_v=4$)

表 1 给出了图 1 和图 2 中所有方案在 $BER=10^{-5}$ 处相对于 MLSD 的性能损失及复杂度对比。在仿真设置的最大信噪比 ($\frac{E_b}{N_0} = 12$ dB) 处, BER 未达到 10^{-5} 的方案, 采用该方案在 $\frac{E_b}{N_0} = 12$ dB 处的 BER 性能作为基准计算性能损失, 并采用符号 “>” 表示。

表 1 VhD 的性能及复杂度对比

P_v	K_{v1}	K_{v2}	状态数 m	性能损失(BER= 10^{-5})/dB
2	1	1	32	>2.7
	1	1		>3.7
	1	2		0.8
	2	1		>2.0
3	2	2		>3.1
	1	1		>3.2
	1	2		0.3
	1	3		0.7
4	2	1		>2
	2	3	64	0.8
	3	1		>2.6
	3	2		0.05
	3	3		>3.2
16	4	5	512	—

由仿真结果可以看出, 当 $P_v=2$ 时, 状态数简化到了 32, 但性能损失超过了 2.7 dB; 当 $P_v=3$ 时, 状态数简化为 48, 其中, $\mathbf{h}_v = [\frac{1}{3}, \frac{2}{3}]$ 的性能最好, 性能损失仅为 0.8 dB, 而 $\mathbf{h}_v = [\frac{1}{3}, \frac{1}{3}]$ 的性能最差, 超过了 3.7 dB。

虽然 $P_v=4$ 的所有方案状态数都为 64, 但是性能

却相差很大，其中，以 $h_v=[\frac{3}{4}, \frac{2}{4}]$ 的性能最佳，性能损失仅为 0.05 dB， $h_v=[\frac{1}{4}, \frac{2}{4}]$ 的性能损失为 0.3 dB， $h_v=[\frac{1}{4}, \frac{3}{4}]$ 、 $h_v=[\frac{2}{4}, \frac{3}{4}]$ 的性能损失也都小于 1 dB。相比之下， $h_v=[\frac{3}{4}, \frac{1}{4}]$ 及 $h_v=[\frac{2}{4}, \frac{1}{4}]$ 分别在 $\frac{E_b}{N_0} \geq 10$ dB 和 $\frac{E_b}{N_0} \geq 11$ dB 区域出现了较大的误码率恶化，从而造成较大的性能损失。

值得指出的是，当 $h_{v1}=h_{v2}$ 时，接收端可以退化为单指数 CPM 的接收网格，但这些简化方案的性能并不理想。如图 1 中 $h_v=[\frac{1}{2}, \frac{1}{2}]$ 、 $[\frac{1}{3}, \frac{1}{3}]$ 和 $[\frac{2}{3}, \frac{2}{3}]$ 的方案以及图 2 中 $h_v=[\frac{1}{4}, \frac{1}{4}]$ 和 $[\frac{3}{4}, \frac{3}{4}]$ 的性能损失都超过了 2.7 dB。此外，虚拟调制指数集的元素位置也对性能影响很大，比如 $[\frac{1}{4}, \frac{2}{4}]$ 和 $[\frac{2}{4}, \frac{1}{4}]$ ，前者性能损失仅为 0.3 dB，而后者则大于 2 dB。

由表 1 的复杂度对比还可以看出，性能损失小于 1 dB 的方案（表中加粗字体）中，状态数都不低于 48，而性能损失小于 0.5 dB 的方案中，状态数仍为 64，因此需进一步结合 FPT 作简化。

4.2 VhD 联合 FPT 的数值仿真结果

将 $\frac{E_b}{N_0}=12$ dB 时图 1 和图 2 中 $BER < 10^{-4}$ 的简化方案与 $L'=2$ 的 FPT（用“FPT2”表示）联合使用，得到性能曲线如图 3 所示。由于 $L'=1$ 的 FPT 性能损失较大，本文未给出仿真结果。图中的 RSSDp4 为 FPT 联合 4 状态合并的 RSSD^[13] 的性能曲线。

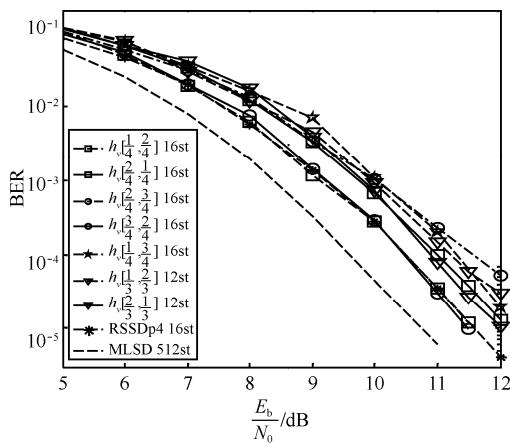


图 3 Tier2 信号的 VhD 联合 FPT2 误码性能

将图 3 中所有简化方案在 $BER=10^{-5}$ 处的性能损失列于表 2。

表 2 VhD 联合 FPT2 的性能及复杂度对比

算法	状态数 m	性能损失(BER= 10^{-5})/dB
MLSD	512	—
$h_v=[\frac{1}{3}, \frac{2}{3}]$	12	>1.8
$h_v=[\frac{2}{3}, \frac{1}{3}]$		1.2
$h_v=[\frac{1}{4}, \frac{2}{4}]$		0.8
$h_v=[\frac{2}{4}, \frac{1}{4}]$		1.4
$h_v=[\frac{2}{4}, \frac{3}{4}]$	16	>2
$h_v=[\frac{3}{4}, \frac{2}{4}]$		0.75
$h_v=[\frac{1}{4}, \frac{3}{4}]$		1.6
RSSDp4 ^[13]	16	0.8

由图 3 和表 2 可以看出，当 $h_v=[\frac{2}{3}, \frac{1}{3}]$ 的 VhD 与 FPT2 算法联用时，可得到状态数为 12 的低复杂度算法，性能损失了 1.2 dB；当 $h_v=[\frac{3}{4}, \frac{2}{4}]$ 及 $h_v=[\frac{1}{4}, \frac{2}{4}]$ 的 VhD 与 FPT2 联用时，状态数为 16，性能损失分别为 0.75 dB 和 0.8 dB，这与 RSSDp4 联用 FPT 的复杂度和性能损失相当。但是如前文所述，RSSDp4 需要基于完整的网格状态作匹配滤波，因此在联用 FPT 时，VhD 的复杂度更低。

5 结束语

本文针对 Multi- h CPM 信号，提出了基于虚拟调制指数集简化相位状态的低复杂度检测算法——VhD，并通过数值仿真完成了算法设计和性能验证。基于 VhD 的低复杂度检测器在接收端构造虚拟调制指数集，通过控制虚拟调制指数的分母小于实际的调制指数分母，可有效降低相干序列检测的状态数。本文通过设计虚拟调制指数集的分母及调制指数集中元素的位置，构造了多组针对 Multi- h CPM 的低复杂度检测方案。最后，将 VhD 与频率脉冲截断算法（FPT）联合，更进一步降低了网格状态数。VhD 的算法设计以及与 FPT 的联合算法都通过数值仿真进行了验证。由于 Multi- h CPM 的多个调制指数周期出现，使 VhD 比单指数 CPM 的简

化接收更加多元性。

数值仿真结果表明, 针对 Tier2 信号, 当虚拟调制数集为 $[\frac{3}{4}, \frac{2}{4}]$ 时, 检测状态数由 MLSD 的 512 降低为 64, 而性能损失仅为 0.05 dB。当与 FPT 结合时, 状态数可进一步降低至 16 状态, 而性能损失也仅为 0.75 dB, 检测复杂度和性能都优于文献[13]中 FPT 与 RSSD 联合的 16 状态简化方案。

参考文献:

- [1] ANDERSON J B, AULIN T, SUNDBERG C-E. Digital phase modulation[M]. New York: Plenum, 1986.
- [2] ZHONG K, PENG H, GE L. A joint iterative demodulation and decoding algorithm based on chaos theory for SCCPM[J]. Journal of Sichuan University (Engineering Science Edition), 2014, 46(3): 122-8.
- [3] WEIYI T, SHWEDYK E. A quasi-optimum receiver for continuous phase modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(7): 1087-90.
- [4] MOQVIST P, AULIN T M. Orthogonalization by principal components applied to CPM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1838-45.
- [5] PERRINS E S. Reduced complexity detection methods for continuous phase modulation[D]. Utah: Brigham Young University, 2005.
- [6] SVENSSON A. Reduced state sequence detection of partial response continuous phase modulation[J]. Communications, Speech and Vision, IEE Proceedings I, 1991, 138(4): 256-68.
- [7] MESSAI M, GUILLOUD F, AMIS K. A low complexity coherent cpm receiver with modulation index estimation[C]//22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO). IEEE, 2014: 979-83.
- [8] MESSAI M, AMIS K, GUILLOUD F. On the optimization of a PSP-based CPM detection[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(3): 2144-54.
- [9] RIMOLDI B. A decomposition approach to CPM[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988, 34(3): 260-70.
- [10] 谢顺钦, 周镠, 杨春, 等. 串行级联多指数连续相位调制的迭代检测[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(6): 970-5.
XIE S Q, ZHOU K, YANG C, et al. Serially concatenated Multi-h continuous phase modulation with iterative detection[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2018, 16(6): 970-975.
- [11] 彭聪, 赖鹏辉, 吴艳, 等. 基于倾斜相位和脉冲截断的 Multi-h CPM 早迟环定时同步简化算法[J]. 遥测遥控, 2018, 39(1): 11-6.
PENG C, LAI P H, WU Y, et al. A simplified timing synchronization method based on early-late loop for Multi-h CPM[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2018, 39(1): 11-16.
- [12] 赖鹏辉, 马艳敏, 王世练, 等. 多进制部分响应 Multi-h CPM 的软输出维特比算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(2): 277-282.
LAI P H, MA Y M, WANG S L, et al. Low complexity soft-output

viterbi algorithm for nonbinary partial response Multi-h CPM[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2018, 16(2): 277-282.

- [13] PERRINS E, RICE M. Reduced-complexity detectors for Multi-h CPM in aeronautical telemetry[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(1): 286-300.

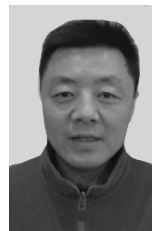
[作者简介]



谢顺钦 (1987-), 男, 贵州贵定人, 博士, 中国工程物理研究院电子工程研究所助理研究员, 主要研究方向为遥测新体制信号处理算法、信道测量与建模等。



周镠 (1991-), 男, 陕西商洛人, 中国工程物理研究院电子工程研究所研究实习员, 主要研究方向为测控通信、遥测新体制的信号处理等。



陈大海 (1970-), 男, 江苏启东人, 博士, 中国工程物理研究院电子工程研究所副研究员, 主要研究方向为测控通信、高速速传、无人机通信等。



李湘鲁 (1983-), 男, 湖南常德人, 中国工程物理研究院电子工程研究所副研究员, 主要研究方向为无线电测控通信。

钟声 (1981-), 男, 四川广汉人, 博士, 中国工程物理研究院电子工程研究所助理研究员, 主要研究方向为测控通信、遥测新体制的信号处理等。

张健 (1968-), 男, 四川大竹人, 博士, 中国工程物理研究院电子工程研究所研究员、博士生导师, 主要研究方向为微系统技术、太赫兹技术、无线电物理等。