

文章编号: 2095-4980(2018)06-0970-06

串行级联多指数连续相位调制的迭代检测

谢顺钦¹, 周 赧¹, 杨 春¹, 张 健¹, 满 欣^{*2}

(1.中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999; 2.海军工程大学 电子工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘 要: 针对多调制指数连续相位调制(Multi-h CPM)信号给出了卷积编码、随机符号交织器串行级联系统的迭代检测, 研究了针对 Multi-h CPM 信号的逐符号最大后验概率(MAP)检测算法及不同系统参数下的迭代检测性能。最后提出在频率脉冲截断(FPT)的基础上使用奇异值分解(SVD)的联合降复杂度算法, 有效简化了部分响应多指数 CPM 信号的状态转移网格以及接收端的匹配滤波器。在高斯白噪声信道下, 针对第二代遥测新体制(Tier2)信号进行仿真, 与相同码率及码长的低密度奇偶校验(LDPC)编码系统相比, 串行级联系统有着 3.5 dB 的性能增益。最后采用本文提出的联合降复杂度算法, 能够将 Tier2 信号的网格状态数由 256 简化到 64, 匹配滤波器个数由 64 降到 2, 而由此带来的迭代检测性能损失却可以忽略不计。

关键词: 多指数连续相位调制; 串行级联编码; 迭代接收; 低复杂度; 频率脉冲截断; 奇异值分解

中图分类号: TN95

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201806.0970

Serially concatenated Multi-h Continuous Phase Modulation with iterative detection

XIE Shunqin¹, ZHOU Ke¹, YANG Chun¹, ZHANG Jian¹, MAN Xin^{*2}

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

2.College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan Hubei 430033, China)

Abstract: Iterative detection for serially concatenated convolutional code with random symbol-wise interleaver and Multi-h Continuous Phase Modulation(Multi-h CPM) is proposed. The symbol-by-symbol Maximum A Posteriori(MAP) detector and its system parameters for Multi-h CPM are designed. A scheme of associated Singular Value Decomposition(SVD) with Frequency Pulse Truncation(FPT) is used for reducing the complexity of states trellis as well as the number of matched filters. The simulations of the 2nd new telemetry scheme(Tier2) show that the proposed system has the gain of 3.5 dB than the Low-Density Parity-Check(LDPC) code which has the same code length and code rate. By using the proposed scheme, the numbers of trellis states and matched filters are reduced to 64 and 2 respectively(from 256 and 64 respectively), however the performance loss compared with the optimum iterative detector is negligible.

Keywords : Multi-h Continuous Phase Modulation ; serially concatenated codes ; iterative detection; reduced complexity; Frequency Pulse Truncation; Singular Value Decomposition

现有脉冲编码调制/频率调制(Pulse Code Modulation/Frequency Modulation, PCM/FM)遥测体制无法满足高码率遥测要求, 连续相位调制(CPM)作为高带宽效率的恒包络调制^[1], 已被国际遥测组织纳入遥测新体制计划中。CPM 的调制指数越小, 占用带宽越少, 高频谱效率的 CPM 通常采用较小的调制指数。为了解决小调制指数 CPM 的功率效率问题, 拥有更高功率效率的多调制指数(Multi-h CPM)被提出。在遥测标准 IRIG106-04^[2]中, Multi-h CPM 信号被列为第二代新体制计划, 简称 ARTM CPM 或 Tier2 信号。

收稿日期: 2017-09-04; 修回日期: 2017-09-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61501484); 国防预研基金资助项目(9140A25031013KG01359)

*通信作者: 满 欣 email:suntrain08@gmail.com

由于 CPM 信号的编码调制特性, 可以将其作为内码与其他基于图形或网格的外码级联, 并通过交织器构成串行级联 CPM^[3](Serially Concatenated CPM, SCCPM)。SCCPM 的接收端采用迭代解调与译码, 能够取得优异的编码增益。除此之外, SCCPM 能够有效对抗突发错误, 以及瑞利衰落等问题^[4]。在 DVB-RCS2 标准^[5]中, SCCPM 已成为其编码调制的方案之一。本文将针对多指数 CPM 研究其逐符号最大后验概率(MAP)检测及 SC-Multi-h CPM 系统的迭代检测。

用于迭代检测的 MAP 检测相比最大似然序列检测有更高的复杂度, 因此其复杂度简化工作显得更加重要。常用于 CPM 复杂度简化的方法有脉冲幅度调制(Pulse Amplitude Modulation, PAM)分解、频率脉冲截断(FPT)^[6]、正交基分解^[7]以及基于判决反馈的减状态序列检测(Reduced State Sequence Detection, RSSD)^[8-9]算法等。其中正交基分解仅用于匹配滤波器的简化, RSSD 则只能够简化网格状态数, 虽然 PAM 分解既能用于网格状态的简化, 也能降低匹配滤波器的规模, 但其针对不同的信号参数需要重新推导脉冲和伪符号的表达式, 计算过程非常繁琐。实际上, 对部分响应长度较大的多指数 CPM 信号, FPT 是较高效的选择; 同时, 正交分解能够最高效地简化匹配滤波器的个数。本文将联合这两种技术完成降复杂度工作。

1 系统模型

1.1 多指数 CPM 信号

多指数 CPM 基带信号的相位可以表示为^[1]:

$$\psi(t, \alpha) = 2\pi \sum_i \alpha_i h_i q(t - iT) \quad (1)$$

式中: T 为符号间隔; $\alpha_i \in \{\pm 1, \pm 2, \dots, \pm M-1\}$, M 为信息符号进制; h_i 为 i 时刻对应的调制指数, 其值通过下标 i 对应从调制指数集 $\{h_0, h_1, \dots, h_{H-1}\}$ 中取, H 为调制指数集的元素个数, $i = \text{mod}(i, H)$; $q(t)$ 为长度为 L 的频率脉冲 $g(t)$ 的积分。本文主要针对的 $M=4$, $L=3$, $g(t)$ 为升余弦脉冲, $h=[4/16, 5/16]$ 的双调制指数 ($H=2$) CPM 信号, 以下简称 Tier2 信号。

利用 Rimoldi 提出的倾斜相位分解^[10](或有限状态机表示形式^[11]), 多指数 CPM 在 $nT \leq t < nT + T$ 时间区间内的相位表示为:

$$\psi(t, \alpha) = \bar{\psi}(t, \alpha) - \pi \sum_{i=0}^{n-L} (M-1) h_i \quad (2)$$

式中 $\bar{\psi}(t, \alpha)$ 为倾斜相位下的相位表达式:

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

式中单极性符号 $U_n = (\alpha_n + (M-1))/2$ 。

1.2 SC-Multi-h CPM 收发模型

本文研究的 SC-Multi-h CPM 系统收发模型如图 1 所示, 在发送端, 信息符号依次经过卷积编码、符号映射、符号交织及多指数 CPM 调制, 得到发送的 CPM 基带信号, 送入高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道中。在接收端, 接收信号首先经过调制指数估计以及多指数 CPM 的解调, 然后进行多指数 CPM 级联卷积码的迭代检测。SC-Multi-h CPM 多指数 CPM 的迭代检测过程同 SCCPM 的迭代检测过程^[12]类似, 只是在 Multi-h CPM 解调及 Multi-h CPM 软输入软输出(Soft Input Soft Output, SISO)中需要根绝调制指数同步的信号选择不同调制指数对应的匹配滤波器及状态网格。

另外, 值得指出的是, 采用外信息加权系数 α_1 和 α_2 是为了克服迭代的正反馈现象, 提高迭代接收的收敛性及系统性能^[13]。另外, 限于篇幅和本文重点, 定时及载波同步等未提及, 这些内容可以查看相关文献^[14-15]。

2 算法描述

2.1 多指数 CPM 的逐符号 MAP 检测

在迭代接收中, 通常采用逐符号 MAP 检测构成软输入软输出(SISO)模块的核心。MAP 检测通常采用“波

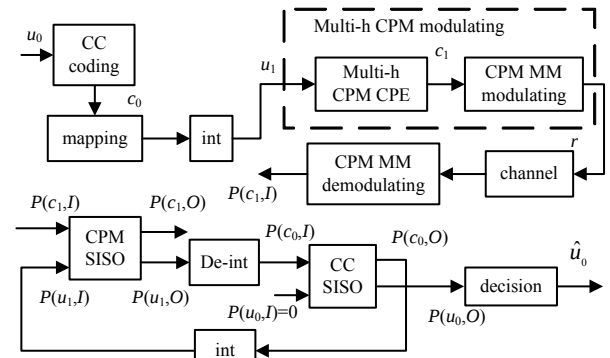


Fig.1 Block diagram of transmitter and receiver
图 1 SC-Multi-h CPM 收发系统框图

尔、库克、贾里尼克及拉维夫” (Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv, BCJR) 算法完成, BCJR 算法是基于状态转移网格的双向递推算法。多指数 CPM 的状态转移如图 2 所示, 在 k 时刻, 状态转移路径 e 的两端分别为起始状态 $s_k^S(e)$ 及终止状态 $s_k^E(e)$, 与单指数 CPM 唯一不同之处是, 下标 k 表示不同时刻的调制指数所对应的网格状态对。两个状态之间的转移路径 e 都对应着相应的信息符号 $u(e)$ 以及码字符号 $c(e)$ 。

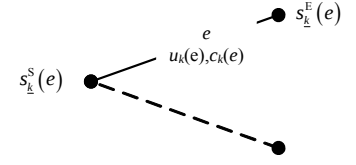


Fig.2 States trellis of multi-h CPM
图 2 多指数 CPM 状态转移示意

采用数值稳定性更好的加法 SISO, 得到多指数 CPM 关于信息符号 u 的对数似然比近似为:

$$\lambda_k^A(u; O) \approx \max_{e: u(e)=u} \left\{ \alpha_{k-1}(s_k^S(e)) + \lambda_k(u(e); I) + \lambda_k(c(e); I) + \beta_k(s_k^E(e)) \right\} - \max_{e: u(e)=\emptyset} \left\{ \alpha_{k-1}(s_k^S(e)) + \lambda_k(u(e); I) + \lambda_k(c(e); I) + \beta_k(s_k^E(e)) \right\} \quad (4)$$

式中: $\alpha_{k-1}(s_k^S(e))$ 及 $\beta_k(s_k^E(e))$ 分别表示 BCJR 算法中, 状态 $s_k^S(e)$ 的前向递归及状态 $s_k^E(e)$ 的后向递归值, 它们的递归表达式为:

$$\begin{cases} \alpha_k(s) = \max_{e: s_k^S(e)=s} \left(\alpha_{k-1}(s_k^S(e)) + \lambda_k(u(e); I) + \lambda_k(c(e); I) \right) \\ \beta_{k-1}(s) = \max_{e: s_k^E(e)=s} \left(\beta_k(s_k^E(e)) + \lambda_k(u(e); I) + \lambda_k(c(e); I) \right) \end{cases} \quad (5)$$

前向递归的初始化可以通过强制多指数 CPM 调制由 0 状态起始, 则得到前向递归和后向递归的初始值为:

$$\begin{cases} \alpha_0(s) = \begin{cases} 0, & s = 0 \\ -\infty, & s = \text{others} \end{cases} \\ \beta_N(s) = -\log_2(N_{\text{states}}) \end{cases} \quad (6)$$

式中: N 表示交织块的深度(帧长度); N_{states} 为网格状态数。式(4)的 $\lambda_k(u(e); I)$ 和 $\lambda_k(c(e); I)$ 分别表示 k 时刻输入的信息符号和码字符号的先验对数似然值, 分别由外卷积码的 SISO 模块和多指数 CPM 的解调端获得。在噪声双边功率为 N_0 的 AWGN 信道下, 多指数 CPM 的解调过程同维特比序列检测的分支度量计算类似:

$$\lambda_k(c(e); I) = \text{Re} \left\{ \int_{kT-T}^{kT} r(t) s_k^*(t, c(e)) dt \right\} / TN_0 \quad (7)$$

式中 $s_k^*(t, c(e))$ 表示与 k 时刻与多指数 CPE 编码输出的码字符号 $c(e)$ 对应的本地相关器, 通过下标 k 表明与调制指数的对应关系。 N_0 在实际应用中, 可以通过信噪比估计获得, 但是对于 CPM 信号, 文献[16]指出对于恒包络信号, 在信噪比为 -3~6 dB 范围内, N_0 值的不匹配对迭代检测性能的影响可以忽略, 因此不妨假设为 1。

2.2 基于频率脉冲截断的正交分解

频率脉冲截断(FPT)采用部分响应长度为 L' ($L' \leq L$) 的脉冲近似发送信号的频率脉冲, 对 L 较大的 CPM 信号的复杂度简化高效且性能损失小^[17]。通过 FPT, 网格状态数降低为 $pM^{L'-1}$ ($L' < L$)。式(2)采用 FPT 近似之后, 在第 n 个符号区间 $[nT+T/2, nT+3T/2]$ 内的表达式为:

$$\psi(t, \alpha) \approx \psi(t, \alpha, L') = 2\pi \sum_{i=0}^{n-L'} U_i h_i - \pi \sum_{i=0}^{n-L'} (M-1) h_i + 2\pi \sum_{i=n-L'+1}^n \alpha_i h_i q(t-iT) \quad (8)$$

式(8)右边中的第一项由相位状态决定, 第二项为倾斜相位补偿项, 第三项为相关状态决定的匹配滤波器。采用 FPT 将网格状态数由 pM^{L-1} 降低为 $pM^{L'-1}$, 同时也降低了匹配滤波器个数。匹配滤波器的个数由序列 $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{L'})$ 决定, 对于双调制指数($H=2$)CPM, 其匹配滤波器相位表达式为:

$$\begin{aligned} \varphi_{mf}(t, \alpha, h^{(ih)}) &\triangleq 2\pi \sum_{i=1}^{L'} \alpha_i h_i^{(ih)} q(t-iT+T/2), ih=1, 2 \\ h^{(1)} &= \{h_1, h_2, h_1, h_2, \dots\}, h^{(2)} = \{h_2, h_1, h_2, h_1, \dots\} \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)为包含 $M^{L'-1}$ 个信号的信号集, 对多指数 CPM 信号, 需要注意不同的调制指数序列对应着不同的匹配滤波器集。

正交基分解将包含 K 个信号的信号集(矩阵) $s(t)$ 分解为 K 个正交基函数 $\phi_k(t)$, $k=1, 2, \dots, K$ 的投影:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{S}_k \phi_k(t) \quad (10)$$

式中 $\mathbf{S}_k$ 为原始信号集在第 k 个基函数上的投影。

通常情况下, 只用取其中 $D(D < K)$ 个正交基函数作为信号的主要成分, 便能充分近似出原始信号集。利用这 D 个基函数作为接收端的匹配滤波器, 能够有效降低匹配滤波器组的复杂度。矩阵的奇异值分解(SVD)是构造正交基的有效方法^[18], 通过 SVD 能够将矩阵的能量集中到前几个奇异值中, 很方便提取信号空间的主成分。文献[19]指出, 对 Tier2 信号的 SVD 分解取 $D=3$ 便能够充分近似信号, 由此导致的解调性能损失很小。

基于 FPT 的 SVD(FPT-SVD)是将信号经过 FPT 近似之后, 得到了数量更少的匹配滤波器组, 然后对 FPT 简化后的匹配滤波器组(其相位表达式见式(9))作 SVD 分解:

$$s_{mf}(t, \alpha, h^{(ih)}) = \exp\{j\varphi_{mf}(t, \alpha, h^{(ih)})\} \approx \sum_{k=1}^D S_k(\alpha, h^{(ih)}) \phi_k(t, h^{(ih)}) \quad (11)$$

式中 $S_k(\alpha, h^{(ih)})$ 表示原始信号集在第 k 个基函数上的投影。FPT-SVD 在包含了更少信号集元素的集合上作正交基分解, 在后续的仿真中将看到, 这样的级联分解使得简化的正交基维数 D 更小。

表 1 给出了不同维度下 FPT-SVD 的复杂度及信号分解后的残留能量百分比, 其中 FPT-SVD x 表示 x 维的正交基分解。经过 FPT 简化之后, 网格状态数由最大似然序列检测(Maximum Likelihood Sequence Detection, MLSD)的 256 状态降为 64, 再经过 x 维的 SVD 分解后, 匹配滤波器个数进一步降为 x 。由残留能量百分比可以看出, 若只取一维正交基函数作为信号分解将造成较大的分解误差(12.5%), 而取 2 维正交基函数则能保留超过 99% 的信号能量, 可以做到充分近似。

表 1 Tier2 信号基于 FPT-SVD 简化的检测复杂度对比
Table1 Detection complexities of Tier2 signal simplified by FPT-SVD

method	number of MF	number of states	Rudi-mental energy	SNR loss(BER=10 ⁻⁴)/dB
FPT-SVD1	1	64	12.8%	1.2
FPT-SVD2	2	64	0.62%	<0.1
RSSDp4 ^[19]	64	64	—	0.75
MLSD	64	256	—	—

3 性能仿真与分析

利用 Matlab 对 AWGN 下 Tier2 信号的迭代检测性能仿真, 仿真参数设置为: 无特殊说明下, 外卷积码编码为(7,5)卷积编码器, 交织采用随机符号交织, 交织深度为 4 096(符号), 卷积码的译码采用符号级的 BCJR 算法, 加权系数为 $\alpha_1=0.75$, $\alpha_2=0.5$ 。

3.1 不同卷积码外码下的性能比较

码率为 1/2 下, 选取 3 个不同约束长度和状态数的卷积编码, 如表 2 所示。此处为了方便符号交织, 只选取码率为 1/2 的卷积码。除此之外, 所选的 3 个卷积码都是各自约束长度下自由距离最大的卷积码^[20]。仿真得到 3 个卷积编码的误码性能如图 3 所示。图 3 中, 虽然(15,17)和(23,35)码有更大的自由距离和更多的网格状态数, 但在 SC-Multi-h CPM 系统中, (7,5)卷积码却有更佳的性能。这与单指数 CPM 的串行级联系统结论一致^[12]。

表 2 三种码率为 1/2 的卷积编码器

Table2 Three conventional encoders with code rate 1/2

CC code	rate	constraint length	free distance	number of states
(7,5)	1/2	3	5	4
(15,17)	1/2	4	6	8
(23,35)	1/2	5	7	16

3.2 不同交织深度下的性能比较

通常, 交织深度越大, 交织增益越高, 但交织深度决定了系统的延时, 因此在实际应用中需要根据所能容忍的时延选择合适的交织深度和迭代次数。图 4 为符号交织深度分别为 2 048, 4 096 及 8 192 的性能曲线。从图

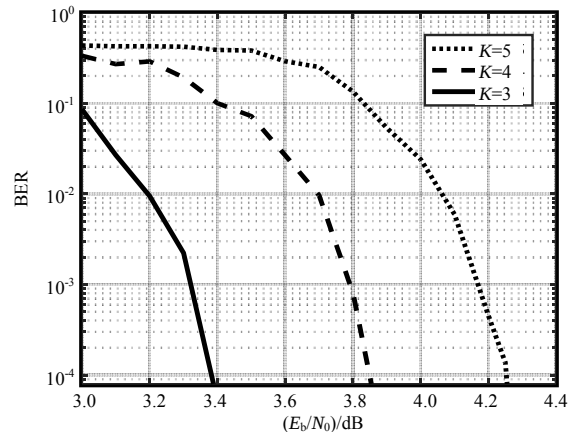


Fig.3 Performance for SC Multi-h CPM with different convolutional codes

图 3 不同约束长度卷积编码下的 SC Multi-h CPM 性能

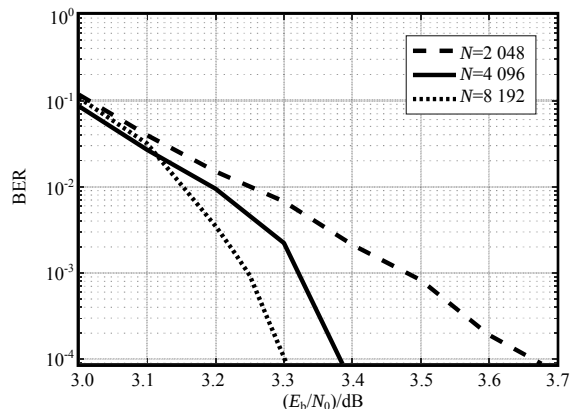


Fig.4 Performance compared with different interleaver size

图 4 不同交织深度下的误码性能

4 可以看出, 交织深度为 8 192 的误码性能比交织深度为 2 048 有 0.35 dB 左右的性能增益, 而相比深度为 4 096 的性能只有不到 0.1 dB 的增益, 综合考虑系统延时等原因, SC-Multi-h CPM 建议选择 4 096 的交织深度。

3.3 同 LDPC 编码多指数 CPM 性能比较

LDPC 编码是目前应用最广泛、有着较大编码增益的信道编码。但是 LDPC 编码本身采用迭代译码, 对于级联多指数 CPM 等解调复杂度本身就很高的内码, 不宜再采用交织器, 否则编码系统的接收端将存在双重嵌套迭代, 复杂度和延时都过高。因此只与 LDPC 直接编码的多指数 CPM 作比较。LDPC 编码采用与本文的码长和码率相同的国际空间数据系统咨询委员会(Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS)深空通信中推荐的(8 192,4 096)编码, 其码率约为 1/2, 译码采用 20 次迭代的标准 BP 算法, 仿真结果如图 5 所示。

从图 5 可以看出, LDPC 编码相比未编码系统的 MLSD 性能, 拥有超过 2.5 dB 的编码增益。但串行级联系统有着更加优异的性能, 其相对于未编码系统有着超过 6 dB 的编码增益。在复杂度方面, (7,5)卷积码的译码端的状态数仅有 4 个, 其译码复杂度大大低于 LDPC 的译码, 因此相比之下卷积码 SC-Multi-h CPM 系统有着更加优异的表现。

3.4 基于 FPT-SVD 的简化迭代检测性能

根据 2.2 节中的简化方案, 仿真得到 2 组 64 状态的 FPT-SVD 简化迭代检测性能, 如图 6 所示, 图中加入的 64 状态 RSSD^[19](基于相位状态合并, 以 RSSDp4 标识)及未简化(全状态)的迭代检测性能作为参照对比。

将集中简化方案的复杂度及 BER 在 10^{-4} 附近的迭代检测性能损失列于表 2, 并以全状态的最优迭代检测作对比。从图 6 和表 2 可以看出, 经过 FPT-SVD 简化的多指数 CPM 的迭代检测, 采用 2 维正交基分解(FPT-SVD2)简化的迭代检测性能相比全状态的迭代检测, 其性能损失可以忽略(小于 0.01 dB)。但是一维正交基分解(FPT-SVD1)的简化迭代检测性能出现了较大损失(1.2 dB), 这是由于一维正交基近似造成的残留误差较大导致的。同时可以看出, 64 状态的 RSSD 简化方案与全状态检测相比存在 0.75 dB 性能损失, 远远大于相同状态数下的 FPT-SVD2 简化的性能损失, 同时其匹配滤波器个数却是 FPT-SVD2 的 32 倍, 复杂度高于后者。

4 结论

本文首次给出了在 AWGN 信道下, 多调制指数 CPM 与卷积码、交织器构成的串行级联多指数 CPM(SC-Multi-h CPM)的迭代检测, 并提出了在频率脉冲截断的基础上进行正交基函数分解的联合降复杂度方案(FPT-SVD)。仿真表明, 选择 4 096 交织深度有更好的译码时延和性能的折衷, 而在 1/2 码率下, 约束长度为 3 的(7,5)卷积码有着更加优异的迭代检测性能以及更低的译码复杂度。另外, 在 AWGN 信道下, SC-Multi-h CPM 与相同码长和码率下 LDPC 编码的 Multi-h CPM 相比, 有超过 3.5 dB 的增益, 再次证明了 SCCPM 系统应用到多指数 CPM 仍有优异的迭代检测性能。最后, 本文提出在 FPT 基础上进行基于 SVD 的正交基分解, 将原本 256 状态的网格简化为 64 状态, 同时匹配滤波器个数从 64 降低为 2, 由此造成迭代检测的性能损失可以忽略不计。

参考文献:

- [1] ANDERSON J B, AULIN T, SUNDBERG C-E. Digital phase modulation[M]. New York: Plenum Press, 1986.
- [2] Telemetry Group of the Range Commanders Council. Telemetry Standards: IRIG106-04[S]. New Mexico: Secretariat, Range Commanders Council, U.S. Army White Sands Missile Range, 2004.

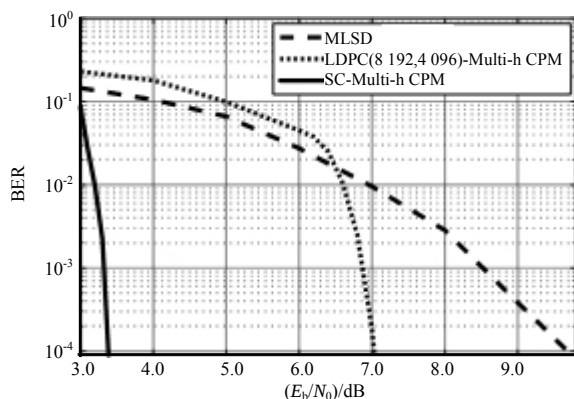


Fig.5 Performance compared with LDPC coded Multi-h CPM
图 5 与 LDPC 编码 Multi-h CPM 的性能比较

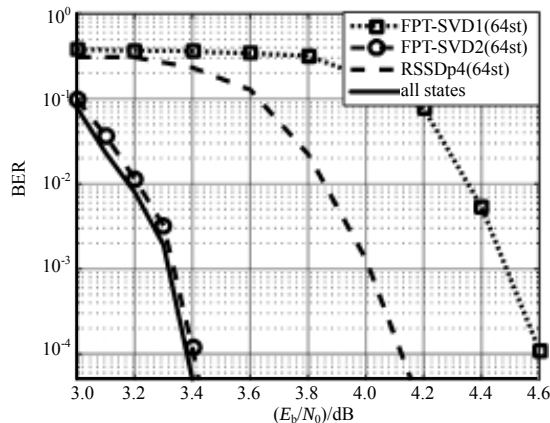


Fig.6 Iterative detection performances simplified by FPT-SVD
图 6 基于 FPT-SVD 的简化迭代检测性能

- [3] MOQVIST P, AULIN T M. Serially concatenated continuous phase modulation with iterative decoding[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(11): 1901–1915.
- [4] 钟凯. 无线衰落信道下 CPM 信号接收关键技术研究[D]. 郑州: 信息工程大学, 2015. (ZHONG Kai. Research on key techniques of receiver for CPM signals in wireless fading channels[D]. Zhengzhou, China: Information Engineering University, 2015.)
- [5] ETSI. Digital Video Broadcasting(DVB); Second Generation DVB Interactive Satellite System(DVB-RCS2); Part 2: Lower Layers for Satellite Standard: ETSI EN, 301 545-2[S]. Switzerland: European Broadcasting Union, 2017.
- [6] PERRINS E, RICE M. Reduced-complexity approach to iterative detection of coded SOQPSK[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(7): 1354–1362.
- [7] CERO A, FERTONANI D, COLAVOLPE G, et al. On reduced-complexity soft-output detection of continuous phase modulations[C]// IEEE Vehicular Technology Conference(VTC)–Spring 2008. Singapore: IEEE, 2008.
- [8] SUN J, LI J, JIN L. Serially concatenated continuous phase modulation with reduced iterative demodulation and detection[J]. Journal of Electronics(China), 2007, 24(1): 16–22.
- [9] 钟凯, 彭华, 葛临东. 编码 CPM 信号低复杂度联合迭代解调译码算法[J]. 信息工程大学学报, 2015, 16(6): 725–730. (ZHONG Kai, PENG Hua, GE Lindong. Low complexity joint iterative demodulation and decoding algorithm for encoded CPM signals[J]. Journal of Information Engineering University, 2015, 16(6): 725–730.)
- [10] RIMOLDI B. A decomposition approach to CPM[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988, 34(3): 260–270.
- [11] 钟声, 张健, 杨春, 等. Multi-h CPM 信号的有限状态时序机表示[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2013, 41(1): 52–58. (ZHONG Sheng, ZHANG Jian, YANG Chun, et al. Representation of multi-h CPM signals through finite-state sequential machine[J]. Journal of South China University of Technology(Natural Science Edition), 2013, 41(1): 52–58.)
- [12] MOQVIST P. Serially concatenated systems: an iterative decoding approach with application to continuous phase modulation[D]. Gothenburg, Sweden: Chalmers University of Technology, 1999.
- [13] KIM D W, KWON T W, CHOI J R, et al. A modified two-step SOVA-based turbo decoder with a fixed scaling factor[C]// Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits & Systems. Geneva, Switzerland: IEEE, 2000: 37–40.
- [14] 谢顺钦, 谢滔, 钟声, 等. 多指数连续相位调制信号的早迟环定时同步[J]. 国防科技大学学报, 2016, 38(4): 113–118. (XIE Shunqin, XIE Tao, ZHONG Sheng, et al. Timing synchronization based on early/late loop with multi-h continuous phase modulation[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2016, 38(4): 113–118.)
- [15] MENGALI U, D'ANDREA A N. Synchronization techniques for digital receivers[M]. New York: Plenum Press, 1997.
- [16] SUMMERS T A, WILSON S G. SNR mismatch and online estimation in turbo decoding[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(4): 421–423.
- [17] SVENSSON A, SUNDBERG C E, AULIN T. A class of reduced-complexity Viterbi detectors for partial response continuous phase modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1984, 32(10): 1079–1087.
- [18] MOQVIST P, AULIN T M. Orthogonalization by principal components applied to CPM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1838–1845.
- [19] 张茹, 钟声, 解楠, 等. 多调制指数 CPM 低复杂度序列检测算法[J]. 计算机工程与设计, 2015, 36(11): 2926–2930. (ZHANG Ru, ZHONG Sheng, XIE Nan, et al. Reduced-complexity sequence detection algorithm for multi-h CPM[J]. Computer Engineering and Design, 2015, 36(11): 2926–2930.)
- [20] PROAKIS J G. Digital communications[M]. New York: McGraw-Hill, 2008.

作者简介:



谢顺钦(1987–), 男, 贵州省贵定县人, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为遥测新体制信号的调制解调、同步、编码等。email: suntrain@163.com.

周 镭(1991–), 男, 陕西省商南县人, 硕士, 研究实习员, 主要研究方向为遥测新体制的高速信号处理。

杨 春(1972–), 男, 四川省绵竹市人, 博士, 研究员, 主要研究方向为无线电测控系统。

满 欣(1984–), 男, 湖南省怀化市人, 博士, 讲师, 主要研究方向为通信与通信对抗。

张 健(1968–), 男, 四川省大竹县人, 博士, 研究员, 主要研究方向为微系统技术、太赫兹技术、无线电物理等。