

基于符号频域均衡的 CPM 迭代检测算法

李强 严庆* 罗胜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 该文研究了部分响应连续相位调制(CPM)信号的频域均衡技术,设计了一种新的发射信号帧结构,并在此基础上提出了一种低复杂度的 CPM 迭代检测算法,分析了该迭代检测算法的复杂度和误码性能。理论分析和仿真结果表明,在多径衰落信道下,该算法比已有的 CPM 双迭代频域均衡算法具有更低的复杂度和更好的性能。

关键词: 无线通信;连续相位调制;Laurent 分解;频域均衡;迭代检测

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)07-1550-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01287

Iterative Detection Algorithm Based on Symbol Frequency Domain Equalization for Continuous Phase Modulation

Li Qiang Yan Qing Luo Sheng

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: In this paper, the Frequency Domain Equalization (FDE) algorithm for partial response Continuous Phase Modulation (CPM) signals is studied. A new framework of CPM transmitted signals is designed, and a novel low-complexity iterative detection approach for CPM is proposed. The computational complexity and the bit error rate are analysed for this iterative detection algorithm. The computational complexity analysis and simulations show that this approach provides not only a significant reduction in the overall computational complexity, but also a performance improvement over previously proposed double Turbo FDE algorithm in multipath fading channels.

Key words: Wireless communication; Continuous Phase Modulation (CPM); Laurent decomposition; Frequency Domain Equalization (FDE); Iterative detection

1 引言

连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)具有恒包络特性和高效频谱特性^[1]。这些优良特性使得 CPM 在无线通信系统中有广阔的应用前景。当 CPM 信号通过多径衰落信道时,会出现码间串扰(Inter Symbol Interference, ISI)。最优检测方法是使用 Viterbi 算法进行最大似然检测,但是若信道冲击响应较长,算法复杂度会很高。降低算法复杂度成为了 CPM 信号检测的关键。文献[2]提出了一种基于 Laurent 分解^[3]的 CPM 频域均衡方法,具有较低的复杂度和较好的性能。文献[4]联合信道估计,进一步讨论了该方法。文献[5,6]提出了一种低复杂度的 CPM 频域均衡算法和一种预编码 CPM 频域均衡算法。但是以上算法都没有考虑联合解调和信道译码进行迭代检测。

文献[7]基于 Laurent 分解,首先提出了一种联

合频域均衡和迭代解调译码的 CPM 检测算法,但是该算法中涉及到大块的矩阵求逆运算,复杂度太高。为了降低复杂度,文献[8]把频域均衡器,解调器和译码器设计成 3 个独立的软输入软输出模块,进行双向迭代,提出了一种 CPM 双迭代频域均衡算法。但是该算法中的频域均衡是基于采样点进行的,做 DFT/IDFT 处理和迭代解调的复杂度都较高。本文研究了基于 Laurent 分解的 CPM 符号频域均衡技术^[2],针对部分响应 CPM 信号的频域均衡,设计了一种新的发射信号帧,并在此基础上提出了一种新的 CPM 迭代检测算法,与双迭代频域均衡算法^[8]相比,进一步降低了接收机复杂度,提高了系统性能。

2 系统及信道模型

2.1 CPM 信号模型

CPM 信号的归一化功率复包络模型是:

$$s(t) = e^{j\varphi(t;\mathbf{x})} = \exp \left\{ j2\pi h \sum_{n=0}^{N-1} x_n q(t-nT) \right\},$$
$$nT \leq t \leq (n+1)T \quad (1)$$

2010-11-22 收到, 2011-03-18 改回

国家自然科学基金面上项目(60972029)和国家重大专项(2009ZX03004-001)资助课题

*通信作者: 严庆 qinglong_yan@163.com

$\varphi(t; \mathbf{x})$ 表示携带信息的时变相位, 其中 $h = h_m / h_n$ 是调制指数。 $\mathbf{x} = \{x_n\}$ 表示长度为 N 的信息序列, $x_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$, M 表示进制数, T 是符号时间间隔, $q(t)$ 表示相位脉冲成型函数。

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau, & t < LT \\ 1/2, & t \geq LT \end{cases} \quad (2)$$

式中 $g(t)$ 表示频率脉冲成型函数, L 为正整数, 表示 CPM 信号的记忆长度。当 $L = 1$ 时, CPM 为全响应 CPM; 当 $L > 1$ 时, CPM 为部分响应 CPM。

2.2 二进制 CPM 的 Laurent 分解

Laurent 在文献[3]中提出了一种分解方法, 把二进制的部分响应 CPM 分解为 2^{L-1} 个部分响应脉冲信号的线性组合。

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{p=0}^{2^{L-1}-1} e^{j\pi h \alpha_{n,p}} c_p(t - nT) \quad (3)$$

其中 $\alpha_{n,p} = \sum_{m=0}^n x_m - \sum_{m=1}^{L-1} x_{n-m} \beta_{n,p}$, $\beta_{n,p} \in \{0,1\}$ 是 p 的二进制表示的系数。 $c_p(t)$ 表示第 p 个部分响应脉冲信号, 因为 $c_0(t)$ 项包含了 CPM 信号 90% 以上的能量, 所以得到

$$s(t) \approx \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\pi h \alpha_{n,0}} c_0(t - nT) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n c_0(t - nT) \quad (4)$$

其中 $\alpha_{n,0} = \sum_{m=0}^n x_m$, $a_n = \exp\{j\pi h \sum_{m=0}^n x_m\}$, $c_0(t)$ 为实的, 取值非零持续时间为 $(L+1)T$ 。

2.3 系统及信道模型

基于 Laurent 分解进行频域均衡的 CPM 迭代检测系统框图如图 1 所示。在发送端, 信息比特序列 U 经过信道编码、交织和符号映射后, 再添加 2 个尾符号块, 得到序列 \mathbf{x} , 对于二进制 CPM, $x_n \in \{\pm 1\}$ 。接着插入 CP 和头序列进行 CPM 调制, 去除头序列对应的波形, 得到发送波形 $s(t)$ 。

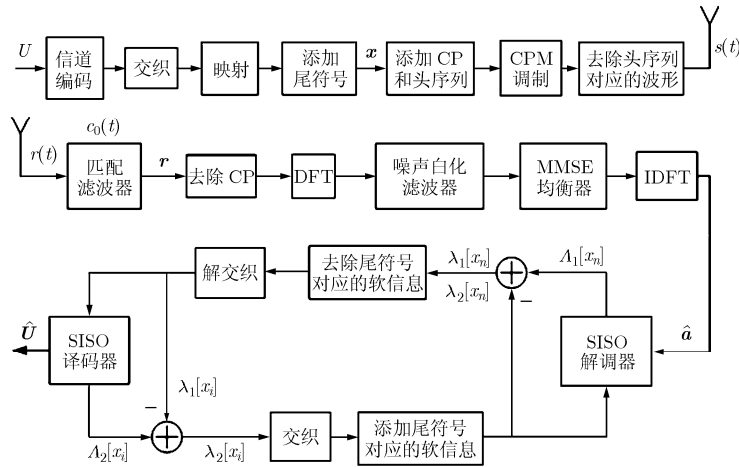


图 1 发射机和接收机系统框图

发送波形 $s(t)$ 通过长时延扩展的多径衰落信道,

$$h(t) = \sum_{l=0}^{M_D-1} h_l \delta(t - lT) \quad (5)$$

假定在每一帧内信道时不变, M_D 表示最大信道时延, h_l 表示第 l 径的幅度值, T 表示符号时间间隔。接收信号表示为

$$r(t) = \sum_{l=0}^{M_D-1} h_l s(t - lT) + z(t) \quad (6)$$

其中 $z(t)$ 是均值为零, 方差为 N_0 的复高斯白噪声。

3 帧结构设计

对于全响应 CPM, 发送信号帧结构如图 2 实线部分所示^[2,8]。长度为 N 的块中有 $N - 2K$ 个信息符号。 N_p 表示循环前缀(Cyclic Prefix, CP)的长度,

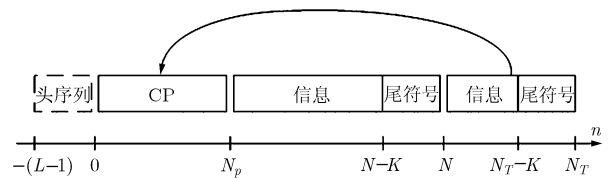


图 2 发送序列帧结构图

需大于信道最大时延扩展, 以消除块间干扰。 $N_T = N + N_p$, 表示每次发送的总序列长度。添加 2 个长度为 K 的尾符号块, 使 $t = 0, N_p T, NT, N_T T$ 时刻的相位模 2π 后相等, $(\)_{\text{mod } 2\pi}$ 表示模 2π 运算。

$$\begin{aligned} (\varphi_{t=0})_{\text{mod } 2\pi} &= (\varphi_{t=N_p T})_{\text{mod } 2\pi} = (\varphi_{t=NT})_{\text{mod } 2\pi} \\ &= (\varphi_{t=N_T T})_{\text{mod } 2\pi} \end{aligned} \quad (7)$$

但对于部分响应 CPM, 图 2 中实线部分的帧结

构, 不能使等式(7)成立。当 $nT \leq t \leq (n+1)T$ 时, 部分响应 CPM 信号的相位可以表示为^[7]

$$\varphi(t; \mathbf{x}) = \begin{cases} \pi h \sum_{i=0}^{n-L} x_i + 2\pi h \sum_{i=n-L+1}^n x_i q(t-iT), & L-1 \leq n \leq N-1 \\ 2\pi h \sum_{i=0}^n x_i q(t-iT), & 0 \leq n \leq L-1 \end{cases} \quad (8)$$

从而 $t = nT, (L-1 \leq n \leq N-1)$ 时刻的 CPM 信号相位状态可以定义为

$$(\varphi_{t=nT})_{\text{mod}2\pi} = (\theta_n; x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_{n-L+1}) \quad (9)$$

当 h_m 为奇数时, $\theta_n \in \{0, \pi h_m / h_n, 2\pi h_m / h_n, \dots, (2h_n - 1)\pi h_m / h_n\}$ 共有 $2h_n$ 种可达状态, 并且 $x_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ 。所以, 当 $L-1 \leq n \leq N-1$ 时, $(\varphi_{t=nT})_{\text{mod}2\pi}$ 共有 $2h_n M^{L-1}$ 种可达状态, 构成集合 $\Omega_\varphi = \{(\theta_n; x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_{n-L+1})\}$ ^[1]。但在 $t=0$ 时刻, CPM 信号的相位状态 $(\varphi_{t=0})_{\text{mod}2\pi} : (0; 0, 0, \dots, 0) \notin \Omega_\varphi$, 同样 $(\varphi_{t=T, \dots, (L-2)T})_{\text{mod}2\pi} \notin \Omega_\varphi$ 。本文提出了添加头序列的方法对 $t=0$ 时刻的相位进行修正, 使等式(7)成立。如图2中虚线部分所示, 添加长度为 $L-1$ 的头序列 $\{-(M-1), \dots, -(M-1)\}$ 以后, CPM 调制从 $t = -(L-1)T$ 时刻开始, $t=0$ 时刻的 CPM 信号的相位状态变为 $(\varphi_{t=0})_{\text{mod}2\pi} : (0; -(M-1), -(M-1), \dots, -(M-1))$, 该相位状态 $\in \Omega_\varphi$ 。添加的头序列只是用来调整 CPM 信号前 $L-1$ 符号的初始相位, 不参与发送, 调制完成以后, 需要删除头序列对应的 CPM 波形。

Rimoldi 在文献[9]中提出了 CPM 倾斜相位模型:

$$\psi(t; \mathbf{x}) = \varphi(t; \mathbf{x}) + \frac{\pi h(M-1)t}{T} \quad (10)$$

基于上述模型建立 CPM 倾斜相位网格图, 图中的任意一个状态, 经过相同长度的尾符号序列都可以回到初始状态^[9]。但是在普通 CPM 相位网格图中, 却不能实现。若设计块长 N 和 CP 长度 N_p 都为 $2\Delta/h(M-1)$ 的正整数, 则可以使 $\varphi(t; \mathbf{x})$ 经过相同长度的尾符号序列回到初始相位状态, 其中 Δ 表示使 $2\Delta/h(M-1)$ 为整数的最小正整数。因为当 N 和 N_p 都为 $2\Delta/h(M-1)$ 的正整数时, 在时刻 $t = NT, N_p T$ 的 CPM 相位和倾斜相位模 2π 后相等。

4 基于 Laurent 分解的符号频域均衡

本文中采用基于 Laurent 分解的 CPM 符号频域均衡技术^[2]。如图1所示, $r(t)$ 与 $c_0(t)$ 做匹配后, 去除循环前缀, 得到接收序列 $\mathbf{r} = \{r_n\}$,

$$r_n = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)c_0(t)dt = [\mathbf{a} \otimes \mathbf{c} \otimes \mathbf{h}]_n + z_n \quad (11)$$

其中 \otimes 表示循环卷积, $\mathbf{a} = \{a_n\}$ 为加载有信息的序列, $\mathbf{h} = \{h_n\}$, $z_n = \int_{-\infty}^{\infty} z(t)c_0(t-nT)dt$, $\mathbf{c} = [c(0, 0; 0), c(0, 0; 1), \dots, c(0, 0; L), 0, \dots, 0, c(0, 0; -L), \dots, c(0, 0; -1)]$ 为长度为 N 的序列, 其中 $c(0, 0; l) = \int_{-\infty}^{\infty} c_0(t+lT) \cdot c_0(t)dt c_0(t)$, 表示 $c_0(t)$ 自相关函数。对式(11)两边进行 DFT 运算得到

$$R_k = A_k C_k H_k + Z_k \quad (12)$$

在频域进行噪声白化滤波后得到

$$R'_k = R_k W_k = A_k C_k H_k W_k + Z_k W_k \quad (13)$$

由文献[2]可知频域噪声白化滤波器系数 $W_k = 1/\sqrt{C_k}$, 白化后的噪声方差为 N_0 。接着对 R'_k 做关于 A_k 的频域均衡, 基于 MMSE 准则得到均衡器系数为

$$U_k = \frac{H_k^* C_k W_k}{|H_k C_k W_k|^2 + N_0} \quad (14)$$

均衡后的频域信号为 $\hat{A}_k = R'_k U_k$, 对序列 $\hat{\mathbf{A}} = \{\hat{A}_k\}$ 做 IDFT 得到序列 $\hat{\mathbf{a}}$ 的估计值 $\hat{\mathbf{a}} = \{\hat{a}_n\}$ 。

5 迭代检测算法

5.1 迭代检测原理

接收端, 经过频域均衡以后得到载有信息的序列 $\hat{\mathbf{a}}$, 送入迭代解调译码结构中进行检测。迭代检测结构如图1所示, 主要包括一个软输入软输出 (Soft Input Soft Output, SISO) 的解调器和一个软输入软输出的译码器, 二者之间用解交织器, 交织器隔开。SISO 解调器输出关于传输比特的后验概率对数似然比 (Log Likelihood Ratio, LLR)^[10]:

$$A_1[x_n] = \lg \frac{\Pr[x_n = +1 | \hat{\mathbf{a}}]}{\Pr[x_n = -1 | \hat{\mathbf{a}}]} = \lg \frac{\Pr[\hat{\mathbf{a}} | x_n = +1]}{\Pr[\hat{\mathbf{a}} | x_n = -1]} + \lg \frac{\Pr[x_n = +1]}{\Pr[x_n = -1]} \quad (15)$$

式(15)中 $\lambda_2^p[x_n]$ 表示输入 SISO 解调器的先验 LLR 信息, 第1次迭代时 $\lambda_2^p[x_n] = 0$ (上标 p 表示信息来自前一次迭代)。式中 $\lambda_1[x_n] = A_1[x_n] - \lambda_2^p[x_n]$ 表示 SISO 解调器输出的外信息, $\lambda_1[x_n]$ 经过解交织以后作为 SISO 译码器的先验信息 $\lambda_1^p[x_i]$ 。基于编码器的网络结构和解调器传递的先验信息, 得到译码器的输出 LLR:

$$A_2[x_i] = \lg \frac{\Pr[x_i = +1 | \lambda_1^p[x_i]; \text{De}]}{\Pr[x_i = -1 | \lambda_1^p[x_i]; \text{De}]} = \lambda_2[x_i] + \lambda_1^p[x_i] \quad (16)$$

De 表示译码, $\lambda_1^p[x_i]$ 表示来自于 SISO 解调器的先验信息。外信息 $\lambda_2[x_i] = A_2[x_i] - \lambda_1^p[x_i]$ 经过交织后作为 SISO 解调器下一次解调的先验信息 $\lambda_2^p[x_n]$ 。

需要注意的是, 帧中的尾符号没有参与信道编码。每次迭代中 SISO 解调器输出的外信息序列 $\lambda_1[x_n]$, 在解交织之前, 需要删除尾符号对应的 LLR 信息。同样每次迭代中 SISO 译码器输出的外信息序列 $\lambda_2[x_i]$, 在交织以后, 需要添加尾符号对应的 LLR 信息, 假定尾符号对应的 LLR 值为零。

5.2 SISO 解调器

SISO 解调器和 SISO 译码器均使用对数域的最大后验概率(Log Maximum A Posteriori probability, Log-MAP)算法。文献[8]中解调基于 CPM 网格图进行的, 而本文中使用的基于 Laurent 分解的匹配滤波处理后, 解调基于

$$a_n = \exp\left(j\pi h \sum_{m=0}^n x_m\right)$$

的网格图进行的。当调制指数 $h = h_m / h_n$ 中分子 h_m 为奇数时, a_n 共有 $2h_n$ 种可达状态。与部分响应 CPM 信号网格图的 $2h_n M^{L-1}$ 种可达状态相比, 基于 a_n 的网格图状态数大大减少, 从而有效地降低了 Log-MAP 解调算法的复杂度。例: 当 $h = 1/2$ 时, 二进制部分响应 CPM 信号基于 a_n 建立的状态转移网格图如图 3 所示, 其中虚线对应输入为 -1, 实线对应输入为 +1。 $a_n \in \Omega_a = \{\exp(j \times 0), \exp(j\pi/2), \exp(j\pi), \exp(j3\pi/2)\}$, 有 4 种状态。基于 a_n 网格图进行 Log-MAP 解调, 分支度量的计算公式推导如下:

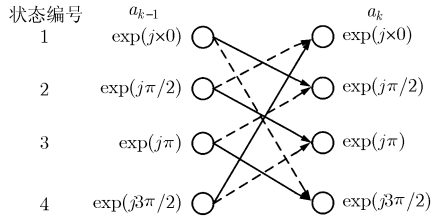


图 3 $h = 1/2$, 基于 a_n 的状态转移网格图

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= \Pr(a_k = s, x_k | a_{k-1} = s') = \Pr(a_k = s, \\ & x_k | a_{k-1} = s') \Pr(x_k | a_k = s, a_{k-1} = s') \\ &= \Pr(x_k) \Pr(\hat{a}_k | a_k = s) \Pr(\hat{a}_{k-1} | a_{k-1} = s') \\ &= \Pr(x_k) \frac{1}{2\pi N_0} \exp\left\{-\frac{(\hat{a}_k - s)^2 + (\hat{a}_{k-1} - s')^2}{2N_0}\right\} \end{aligned} \quad (17)$$

取对数运算后, 转化为

$$\lg[\gamma_k(s', s)] = \lg[\Pr(x_k) / 2\pi N_0] - [(\hat{a}_k - s)^2 + (\hat{a}_{k-1} - s')^2] / 2N_0 \quad (18)$$

其中 $\Pr(x_k)$ 表示 x_k 的先验概率信息, N_0 为噪声功率, $s, s' \in \Omega_a$ 表示 a_n 的可达状态, \hat{a}_{k-1}, \hat{a}_k 分别表示均衡后的序列 $\hat{\mathbf{a}}$ 中的第 $K-1, K$ 元素。

6 仿真结果及复杂度分析

为了验证本文提出的 CPM 帧结构和迭代检测算法性能, 本节分别对 MSK 信号 ($L=1, h=1/2, BT=\infty$), GMSK 信号 ($L=3, h=1/2, BT=0.3$) 和 3RC2CPM 信号 ($L=3, h=1/2, g(t) = (1 - \cos 2\pi t / LT) / 2LT$) 在 TU-6 多径衰落信道下进行了 MATLAB 数值仿真。仿真中假定, 信道时延为符号时间间隔的整数倍, 每帧为独立的瑞利衰落, 且一帧内信道时不变。TU-6 多径时延为 $[0, 1, 2, 8, 12, 25]$ 符号时间间隔, 归一化功率为 $[0.189, 0.379, 0.255, 0.090, 0.055, 0.032]$ 。假定接收端理想信道估计和同步。仿真点数为 10000000。根据第 3 节中设计的帧结构, N 和 N_p 都必须为 $2\Delta / h(M-1) = 4$ 的整数, 且 $N_p \geq M_D$, 设计 $N = 256, N_p = 28$, MSK, GMSK 和 3RC2CPM 的尾符号长度 K 分别为 1, 3, 3。系统中的信道编码器使用码率为 $1/2$ 的循环递归卷积码 (Recursive Systematic Convolutional, RSC), 生成矩阵多项式 $g = [17, 15]_8$ 。随机比特交织的长度为 $256 - 2K$ 符号。

图 4 给出了 MSK, GMSK 信号, 通过 TU-6 多径衰落信道, 使用本文提出的迭代检测算法的比特误码率结果, 符号采样率 $N_s = 8$ 。从图中可以看出, 迭代能够获得明显的性能提升, 在比特误码率为 10^{-3} 时, 对 MSK, GMSK 迭代三次都可以获得 2 dB 左右的增益。

使用复数乘法次数分析算法复杂度, 可以得到本文提出的 CPM 迭代检测算法具有较低的复杂度。匹配滤波器需要 $N_s(N + N_p)(L + 1)$ 次复数乘法, N_s 表示过采样率。计算白化滤波器系数需要做一次 DFT 运算, $(N/2)\log_2 N$ 次复数乘法, 噪声白化滤波需要 N 次复数乘法。做一对 DFT/IDFT 运算, 需要 $N \log_2 N$ 次复数乘法。频域均衡器需要 N 次复数乘法。由式(18)分析可得, 基于图 3 的简化网格

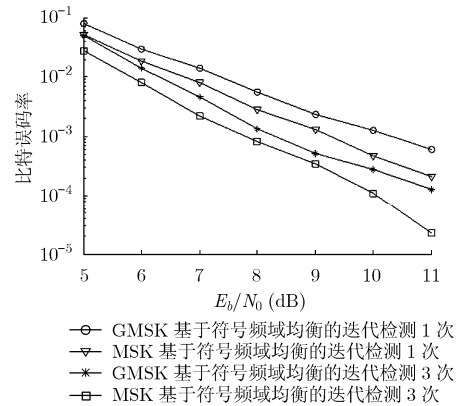


图 4 MSK, GMSK 在 TU-6 信道下的性能 ($N_s = 8$)

图进行 Log-MAP 解调, 需要 $n_i N h_n M / 2$ 次复数乘法, 其中 n_i 表示迭代次数。译码器需要 $n_i N 2^{L_c+1}$ 次复数乘法, 其中 $L_c = 4$ 表示信道编码的记忆长度。本文的迭代算法检测一帧的数据, 共需要

$$2N + N_s(N + N_p)(L + 1) + (3/2)N \log_2 N + n_i N h_n M / 2 + n_i N 2^{L_c+1} \quad (19)$$

次复数乘法。文献[8]中的双迭代频域均衡算法检测一帧的数据, 需要:

$$N_s N + n_f N_s N \log_2 N_s N + n_f N_s N h_n M^L + n_i N h_n M^L + n_i N 2^{L_c+1} \quad (20)$$

次复数乘法。其中 $n_f = 4, n_i = 3$ 分别表示前端和后端迭代次数, $N = 256$ 表示每帧的符号数。信道编码器使用码率为 1/2 的卷积码, 生成矩阵多项式为

[64,74]₈, $L_c = 6$, 采样率 $N_s = 2$ 。

表 1 给出了本文的迭代检测算法与双迭代频域均衡算法^[8]的复杂度对比。本文的迭代检测算法中虽然多出了匹配滤波器和噪声白化滤波器两个模块, 但其它模块的复杂度均低于双迭代频域均衡算法, 接收端的总体复杂度也低于双迭代频域均衡算法。另外从表 1 可知, 本文的迭代算法中采样率仅与匹配滤波器的复杂度有关, 而双迭代频域均衡算法^[8]中采样率与频域均衡器, SISO 解调器以及 DFT/IDFT 运算的复杂度均相关。因而本文的迭代算法中可以采用较高的采样率 $N_s = 4, 8$, 不会带来复杂度的明显增加, 却可以显著提高对 3RC2CPM 信号的检测性能。

表 1 本文迭代检测算法与双迭代频域均衡算法^[8]复杂度对比

检测算法	本文的迭代检测算法	复杂度	双迭代频域均衡算法 ^[8]	复杂度
匹配滤波器	$N_s(N + N_p)(L + 1)$	9088	无	
噪声白化滤波器	$(N/2) \log_2 N + N$	1280	无	
频域均衡器	N	256	$N_s N$	512
DFT/IDFT 运算	$N \log_2 N$	2048	$n_f N_s N \log_2 N_s N$	18432
SISO 解调器	$n_i N h_n M / 2$	1028	$n_f N_s N h_n M^L + n_i N h_n M^L$	45056
SISO 译码器	$n_i N 2^{L_c+1}$	16384	$n_i N 2^{L_c+1}$	96000
总复杂度	$2N + N_s(N + N_p)(L + 1) + (3/2)N \log_2 N + n_i N h_n M / 2 + n_i N 2^{L_c+1}$	30084	$N_s N + n_f N_s N \log_2 N_s N + n_f N_s N h_n M^L + n_i N h_n M^L + n_i N 2^{L_c+1}$	160000
参数	$N_s=8, N=256, N_p=28, M=2, L=3, n_i=2, h_n=2, L_c=4$		$N_s=2, N=256, M=2, L=3, n_f=4, n_i=3, h_n=2, L_c=6$	

图 5 给出了 3RC2CPM 信号在 TU-6 多径衰落信道下, 使用本文的迭代检测算法和使用双迭代频域均衡算法^[8]进行检测的误码性能对比。若 $N_s = 8$, 本文提出的算法在比特误码率为 10^{-3} 时, 可以获得 3 dB 左右的性能增益。

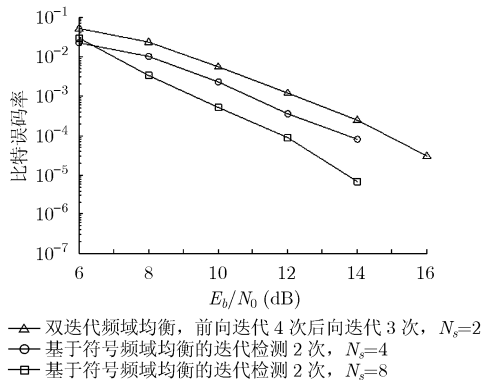


图 5 3RC2CPM 在 TU-6 信道下的性能

7 结束语

本文基于 Laurent 分解的频域均衡技术^[2], 提出了一种比双迭代频域均衡^[8]复杂度更低的 CPM 迭代检测算法。仿真表明该算法在多径衰落信道中具有较好的性能。下一步可以考虑加入判决反馈, 进一步提高频域均衡的性能; 还可以考虑联合信道估计^[4], 进一步研究 CPM 信号在多径衰落信道下的迭代检测算法。

参考文献

[1] Aulin T and Sundberg C. Continuous phase modulation—Part I and II: full response signaling [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1981, 29(3): 196–225.

[2] Tan J and Stuber G L. Frequency domain equalization for continuous phase modulation [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(5): 2479–2490.

- [3] Laurent P A. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of Amplitude Modulated pulses(AMP)[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1986, 34(2): 150-160.
- [4] Cheol H P, Robert W H, and Theodore S R. Frequency-domain channel estimation and equalization for continuous phase modulations with superimposed pilot sequences[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(9): 4903-4908.
- [5] Van Thillo W, Horlin F, Nsenga J, Ramon V, Bourdoux A, and Lauwereins R. Low-complexity linear frequency domain equalization for continuous phase modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(3): 1435-1445.
- [6] Van Thillo W, Horlin F, Ramon V, Bourdoux A, and Lauwereins R. Novel block constructions using an intrafix for CPM with frequency domain equalization [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(3): 951-955.
- [7] Pancaldi F and Vitetta G M. Equalization algorithms in the frequency domain for continuous phase modulations [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(4): 648-658.
- [8] Ozgul B, Koca M, and Delic H. Double Turbo equalization of continuous phase modulation with frequency domain processing[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(2): 423-429.
- [9] Rimoldi B E. A decomposition approach to CPM [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1988, 34(2): 260-270.
- [10] Wang Xiao-dong and Poor H V. Iterative (Turbo) soft interference cancellation and decoding for coded COMA [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(7): 1046-1061.
- 李 强: 男, 1973 年生, 博士, 副教授, 研究方向为无线通信中的信号处理、信号检测、高效纠错码、干扰估计与抑制技术.
- 严 庆: 男, 1986 年生, 硕士生, 研究方向为连续相位调制信号的迭代检测.
- 罗 胜: 男, 1986 年生, 硕士生, 研究方向为基于连续相位调制的协同通信.