

8-13-2020

## On Linear MMSE Based Turbo-equalization of Nonlinear Volterra Channels

Yecai Guo

*1. Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;;2. School of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;;*

Weiwei Ma

*2. School of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;;*

Zhang Shan

*2. School of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;;*

Ruizhi Zhou

*2. School of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

---

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

---

## On Linear MMSE Based Turbo-equalization of Nonlinear Volterra Channels

### Abstract

**Abstract:** Nonlinear intersymbol interference is one of the important factors affecting the satellite channel, and it is very necessary to eliminate and reduce the effect. *On the basis of using the Volterra series decomposition to denote the nonlinear channel, linear Minimum Mean Square Error (MMSE) based Volterra channel turbo equalization algorithm was proposed. In this proposed algorithm, after the linear MMSE equalizer and its two approximation algorithms were derived, the proposed linear MMSE based Volterra channel turbo equalization exact and approximate algorithms could not only eliminate the linear and nonlinear intersymbol interference but also reduce the computation complexity. Simulation results show the effectiveness of the proposed algorithm.*

### Keywords

volterra channels, Minimum Mean Square Error(MMSE), Turbo equalization, ISI

### Recommended Citation

Guo Yecai, Ma Weiwei, Zhang Shan, Zhou Ruizhi. On Linear MMSE Based Turbo-equalization of Nonlinear Volterra Channels[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(11): 2742-2746.

## 基于线性 MMSE 的 Volterra 信道 Turbo 均衡算法

郭业才<sup>1,2</sup>, 马伟伟<sup>2</sup>, 张珊<sup>2</sup>, 周润之<sup>2</sup>

(1. 南京信息工程大学 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心, 南京 210044;

2. 南京信息工程大学 电子与信息工程学院, 南京 210044)

**摘要:** 非线性码间干扰是影响卫星通信的重要因素之一, 需要有效消除或降低这种影响。在用 Volterra 级数分解表示非线性信道基础上, 提出了基于线性 MMSE (Minimum Mean Square Error) 的 Turbo 均衡算法, 以解决非线性码间干扰问题。通过对基于线性 MMSE 的 Turbo 均衡算法作无先验信息和低复杂度的 MMSE 近似处理, 在不降低均衡性能的前提下, 既能同时消除线性和非线性干扰, 又能大大降低计算复杂度。仿真验证了该算法的有效性。

**关键词:** Volterra 信道; 最小均方误差; Turbo 均衡; 码间干扰

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2016) 11-2742-05

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201611014

## On Linear MMSE Based Turbo-equalization of Nonlinear Volterra Channels

Guo Yecai<sup>1,2</sup>, Ma Weiwei<sup>2</sup>, Zhang Shan<sup>2</sup>, Zhou Ruizhi<sup>2</sup>

(1. Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment,

Nanjing University of Information Science &amp; Technology, Nanjing 210044, China;

2. School of Electronic &amp; Information Engineering, Nanjing University of Information Science &amp; Technology, Nanjing 210044, China)

**Abstract:** Nonlinear intersymbol interference is one of the important factors affecting the satellite channel, and it is very necessary to eliminate and reduce the effect. On the basis of using the Volterra series decomposition to denote the nonlinear channel, linear Minimum Mean Square Error (MMSE) based Volterra channel turbo equalization algorithm was proposed. In this proposed algorithm, after the linear MMSE equalizer and its two approximation algorithms were derived, the proposed linear MMSE based Volterra channel turbo equalization exact and approximate algorithms could not only eliminate the linear and nonlinear intersymbol interference but also reduce the computation complexity. Simulation results show the effectiveness of the proposed algorithm.

**Keywords:** volterra channels; Minimum Mean Square Error (MMSE); Turbo equalization; ISI

## 引言

在卫星通信系统中, 高功率放大器 (High Power Amplifier, HPA) 工作在饱和点附近时, 输入

输出间的非线性关系严重制约传输功率和传输效率, 当采用高阶调制方式时, 这种影响更加严重<sup>[1-2]</sup>。减缓或消除这种影响的主要方法之一是在接收端设计与信道特性相反的逆滤波器 (或补偿器或均衡器)<sup>[3-4]</sup>。研究表明, 当用 Volterra 级数来模拟这种非线性信道时, 基于最大后验概率 (Maximum A Posteriori, MAP) 或者最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 均衡技术的计算复杂度随信道记忆长度和调制信号阶数指数式增加, 均衡可能失效<sup>[5]</sup>。而



收稿日期: 2015-01-28 修回日期: 2015-05-08;  
基金项目: 国家自然科学基金(61673222); 江苏省高校自然科学研究重大项目(13KJA510001); 全国优博作者资助项目(200753);  
作者简介: 郭业才(1962-), 男, 安徽, 博士, 教授, 博导, 研究方向为水声信号处理, 通信信号处理, 自适应盲均衡技术。

<http://www.china-simulation.com>

• 2742 •

将均衡和迭代 Turbo 译码相结合的 Turbo 均衡器计算复杂度较低<sup>[6-7]</sup>; 线性最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)迭代均衡算法不能抑制或消除非线性码间干扰<sup>[8-10]</sup>; 若将线性 MMSE 应用于非线性 Volterra 模型中, 需进一步提高其性能才有意义。

本文针对上述现有算法的不足, 以非线性 Volterra 信道为研究对象, 提出基于线性 MMSE 的 Volterra-Turbo 均衡算法, 在不影响均衡性能前提下, 计算复杂度低、实用性强。

## 1 系统模型

在图 1 所示的系统模型中, 二元信源发送信息比特  $b_n$  经过码率为  $R$  的卷积编码后得到二进制编码序列  $c_n$ , 然后为离散信道上的突发错误, 交织器将序列  $c_n$  打乱得到新二进制比特序列  $d_n$ ,  $d_n$  被分割成  $q$  个比特一组, 每组被映射为一个调制波形, 得到调制符号  $x_n$ 。  $x_n$  经过非线性 Volterra 信道并加入高斯白噪声  $w_n$  后输出  $z_n$ 。

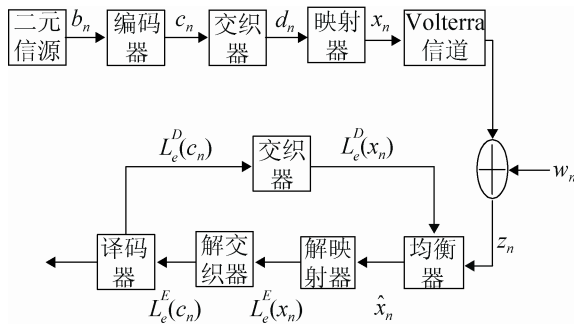


图 1 系统传输模型

图中,  $L_e(\cdot)$  为外信息,  $L^D(\cdot)$  为译码器输出信息,  $L^E(\cdot)$  为均衡器后的输出信息。均衡器利用先验信息和由译码器送来的外信息(如果是第一次迭代, 这个外信息通常认为是零, 即信源输出比特是等概率分布的), 经过处理后输出编码比特的后验概率, 减去由译码器提供的外信息, 得到了除当前比特外的其他关于当前比特可能取值的后验概率, 译码器利用这个后验概率进行译码, 输出编码比特后验概率值并送至均衡器, 完成一次迭代过程<sup>[8]</sup>。

迭代结束后, 对译码器输出的后验概率进行判决, 恢复出传输比特。

在高功率放大器(HPA)中: 输入多路复用滤波器, 用于消除相邻信道干扰; 输出多路复用滤波器, 用来过滤非线性引起的光谱扩大产生的干扰<sup>[5]</sup>。设基带 HPA 的输入信号为  $x_n$ ,  $x_n$  表示独立同分布的信号;  $c$  为  $x_n$  的传递函数, 则在幅度-相位模型中, HPA 的输出信号为

$$y_n = c(|x_n|)\exp(j\phi(x_n)) = A(|x_n|)\exp(j\phi(|x_n|) + \varphi(x_n)) \quad (1)$$

式中,  $A(\cdot)$  和  $\varphi(\cdot)$  分别为 AM/AM 转换和 AM/PM 转换。当采用 Saleh 模型时, 考虑卫星转换器的带通特性后, 偶数阶产生的频率分量远离载频而被带通滤波器滤除, 它的传递函数可以分解成只含奇数项的级数形式<sup>[4]</sup>, 即

$$c(|x_n|) = \sum_k \gamma_{2k+1} |x_n|^{2k+1} \quad (2)$$

这种分解是基于非线性 Volterra 信道的描述。卫星通信信道模型, 如图 2 所示。

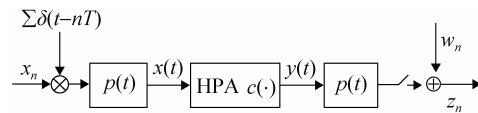


图 2 卫星信道模型

图中  $x(t)$  为等效基带传输信号, 且

$$x(t) = \sum_n x_n p(t - nT) \quad (3)$$

式中,  $p(t)$  表示匹配滤波器;  $T$  表示符号持续时间, HPA 的输出信号为

$$y(t) = c(|x(t)|)\exp(j\phi(x(t))) \quad (4)$$

当接收端加入均值为 0、方差为  $\sigma_w^2$  的高斯白噪声, 则截断 3 阶非线性 Volterra 信道的输出信号为

$$z_n = \sum_{i=-L_{01}}^{L_{01}} h_i x_{n-i} + \sum_i \sum_j \sum_k h_{ijk} x_{n-i} x_{n-j} x_{n-k}^* + w_n \quad (5)$$

式中,  $L_{01}$  和  $L_{02}$  为线性信道码间干扰(Intersymbol interference, ISI)的长度;  $h_i$  和  $h_{ijk}$  分别是信道线性部分的 1 阶权系数和非线性部分的 3 阶权系数; 第一项是线性项, 为信道的线性均衡, 第二项为非线性项, 为信道的非线性均衡部分。

## 2 基于线性 MMSE 的 Volterra-Turbo 均衡算法

在基于 MMSE 的均衡算法中, 令

$$\mathbf{z}_n = [z_{n-N_1}, \dots, z_{n+N_2}]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{x}_n = [x_{n-N_1-L_{01}}, \dots, x_{n+N_2+L_{02}}]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{w}_n = [w_{n-N_1}, \dots, w_{n+N_2}]^T \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{x}_n$  为数据比特  $a_n$  经过信道编码和交织映射后得到的发射信号向量,  $\mathbf{z}_n$  为接收信号,  $\mathbf{w}_n$  为加性高斯白噪声, 则

$$\mathbf{z}_n = \mathbf{H}\mathbf{x}_n + \sum_i \sum_j \sum_k \mathbf{H}_{ijk} \mathbf{x}_n^{ijk} + \mathbf{w}_n \quad (9)$$

式中,  $\mathbf{H} = \text{Toeplitz}([h_{L_{01}} \dots h_0 \dots h_{-L_{02}}, \mathbf{0}_{1 \times N_1 + N_2}])$  是  $[h_{L_{01}} \dots h_0 \dots h_{-L_{02}}, \mathbf{0}_{1 \times N_1 + N_2}]$  的线性卷积矩阵;  $\mathbf{0}_{1 \times N_1 + N_2}$  是零向量;  $\mathbf{H}_{ijk} = h_{i,j,k} \mathbf{I}_N$  是非线性 ISI 矩阵, 其中  $N = N_1 + N_2 + 1$ ,  $\mathbf{I}_N$  是  $N \times N$  阶单位矩阵;  $\mathbf{x}_n^{ijk}$  是三阶 ISI 项, 且

$$\mathbf{x}_n^{ijk} = \begin{bmatrix} x_{n-N_1-i} x_{n-N_1-j} x_{n-N_1-k}^* \\ \vdots \\ x_{n-N_2-i} x_{n-N_2-j} x_{n-N_2-k}^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

### 2.1 基于 MMSE 的精确均衡算法

图 3 所示的 MMSE 均衡器, 输出信号为

$$\hat{x}_n = \mathbf{a}_n^H \mathbf{z}_n + b_n \quad (11)$$

MMSE 系数为

$$\mathbf{a}_n = \text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n)^{-1} \text{Cov}(\mathbf{z}_n, x_n) \quad (12)$$

$$b_n = E[x_n] - \mathbf{a}_n^H E[\mathbf{z}_n] \quad (13)$$

式中,  $\text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n) = \sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \text{Cov}(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n) \mathbf{H}^H +$

$$\begin{aligned} & (1 - v_n) \mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H + \\ & \sum_{i,j,k} \mathbf{H}_{ijk} \text{Cov}(\mathbf{x}_n^{ijk}, \mathbf{x}_n) \mathbf{H}^H + \\ & \sum_{i,j,k} \mathbf{H} \text{Cov}(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n^{ijk}) \mathbf{H}_{ijk}^H + \\ & \sum_{i,j,k} \sum_{i_1,j_1,k_1} \mathbf{H}_{ijk} \text{Cov}(\mathbf{x}_n^{ijk}, \mathbf{x}_n^{i_1j_1k_1}) \mathbf{H}_{i_1j_1k_1}^H \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{Cov}(\mathbf{z}_n, x_n) = & \mathbf{H} \text{Cov}(\mathbf{x}_n, x_n) + (1 - v_n) \mathbf{h}_n + \\ & \sum_{i,j,k} \mathbf{H}_{ijk} \text{Cov}(\mathbf{x}_n^{ijk}, x_n) \end{aligned} \quad (15)$$

式中, 上标  $H$  表示共轭转置。

$$E[\mathbf{z}_n] = \mathbf{H}E[\mathbf{x}_n] - \mathbf{h}_n E[x_n] + \sum_{i,j,k} \mathbf{H}_{ijk} E[x_n^{ijk}] \quad (16)$$

式中,  $\mathbf{h}_n = \mathbf{H} \times [\mathbf{0}_{1 \times N_1 + L_{01}}, \mathbf{1}_{1 \times N_2 + L_{02}}]^T$ 。这时, 有

$$\hat{x}_n = \mathbf{a}_n^H (\mathbf{z}_n - E[\mathbf{z}_n]) + E[x_n] \quad (17)$$

$$E[\mathbf{z}_n] = \mathbf{H}E[\mathbf{x}_n] + \sum_i \sum_j \sum_k \mathbf{H}_{ijk} E[x_n^{ijk}] \quad (18)$$

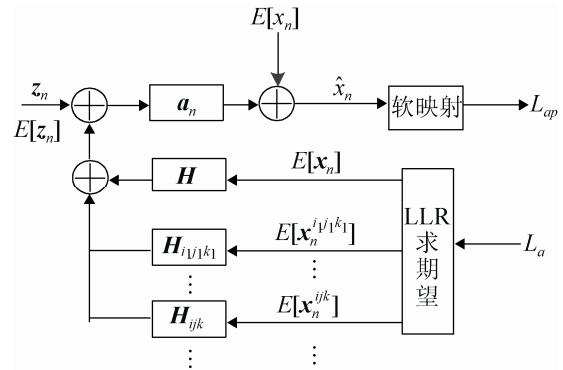


图 3 MMSE 均衡器模型

经过以上处理,  $E[\mathbf{z}_n]$  中的线性和非线性 ISI 项都消除了。

由于译码器和均衡器之间交织器的主要作用是重置输入信息序列的比特顺序, 使交织前后的序列相关性为零, 所以输入字符间是相互独立的。因此,  $p$  个字符和  $q$  减去  $p$  个字符共轭乘积的均值为

$$\begin{aligned} & E[x_{n-i_1} x_{n-i_2} \dots x_{n-i_p} x_{n-i_p+1}^* \dots x_{n-i_p+q}^*] = \\ & \prod_j E[x_{n-i_j}^{v_j} x_{n-i_j}^{*v_j^*}] = \prod_j \sum_{m=1}^M s_m^{v_j} s_m^{*v_j^*} P[x_{n-i_j} = s_m] \end{aligned} \quad (19)$$

式中,  $v_j (v_j^*)$  为  $x_{n-i_j} (x_{n-i_j}^*)$  出现的次数;  $s_m$  是第  $m$  个星座符号,  $m \in [1 \dots M]$ , 其概率为

$$P[x_n = s_m] = \prod_{i=1}^{\log_2(M)} P(c_{n,i} = s_{m,i}) \quad (20)$$

式中,  $c_{n,i}$  是在  $n$  时刻字符  $x_n$  的第  $i$  个编码位,  $s_{m,i}$  是星座符号  $s_m$  的第  $i$  个位。

从译码器得到的对数似然比  $L_a$  为

$$L_a(c_{n,i}) = \ln \frac{P(c_{n,i}=0)}{P(c_{n,i}=1)} = \ln \frac{P(c_{n,i}=0)}{1 - P(c_{n,i}=0)} \quad (21)$$

MMSE 精确均衡算法的计算复杂度很高。

## 2.2 线性 MMSE 非时变近似均衡算法

针对精确 MMSE 均衡器计算复杂度高的问题, 本节给出两种近似算法, 其主要区别体现在 MMSE 系数的计算上。

### 2.2.1 无先验信息的 MMSE 近似均衡算法

在无先验信息的 MMSE 近似均衡算法 (No-Apriori MMSE, NA-MMSE) 中, 初始均衡时, 在没有先验信息时计算 MMSE 系数, 对任意  $n$ , 有  $E[x_n] = 0, v_n = 1$ 。然而, 非线性 ISI 项只与调制信号阶数和信道系数等有关, 故可以简化 MMSE 系数。

$$E[\mathbf{x}_n^{ijk}] = \mathbf{0}_{N \times 1} \quad (22)$$

$$\text{Cov}(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n^{ijk}) = \mathbf{0}_{N + L_{01} + L_{02} \times N} \quad (23)$$

$$\text{Cov}(\mathbf{x}_n^{ijk}, \mathbf{x}_n) = \mathbf{0}_{N \times N + L_{01} + L_{02}} \quad (24)$$

$$\text{Cov}(\mathbf{x}_n^{ijk}, \mathbf{x}_n^{i'j'k'}) = \mathbf{0}_N \quad (i, j, k) \neq (i', j', k') \quad (25)$$

$$\text{Cov}(\mathbf{x}_n^{ijk}, \mathbf{x}_n^{ijk}) = \mathbf{I}_N \quad (26)$$

从而得 NA-MMSE 系数为

$$\mathbf{a}_{NA} = (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sum_{ijk} |h_{ijk}|^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{h}_n \quad (27)$$

### 2.2.2 低复杂度的 MMSE 近似均衡算法

在低复杂度 MMSE 近似算法 (Low Complexity MMSE, LC-MMSE) 中, 通过选择合适滤波器的系数使  $\sum_{n=0}^{L-1} E[|\hat{x}_n - x_n|^2] / L$  最小, 此时 LC-MMSE 系数为

$$\mathbf{a}_{LC} = \left( \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n) \right)^{-1} \left( \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{x}_n) \right) \quad (28)$$

由式(14)代入上式得到的  $\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \text{Cov}(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n)$  为对角矩阵, 其被进一步简化为  $\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \text{Cov}(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n) = \mathbf{v} \mathbf{I}_N$ ,  $\mathbf{v} = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \text{var}(x_n)$ 。

## 2.3 软映射

为了把均衡器输出映射到代码对数似然比上,

定义了均衡器剩余输出误差  $e_n = \hat{x}_n - x_n$ , 假定该误差为高斯型, 均值为 0、方差为  $\text{var}(e_n) = 1 + \text{Cov}(\hat{x}_n, \hat{x}_n) - 2\text{Re}(\text{Cov}(\hat{x}_n, x_n))$ 。对于精确 MMSE 算法, 方差为  $\text{var}(e_n) = 1 - \text{Cov}(x_n, \mathbf{z}_n) \mathbf{a}_n$ 。对于 NA-MMSE 算法, 计算误差方差的复杂度低于精确 MMSE 算法。因此, 在低复杂度的情况下 NA-MMSE 算法和 LC-MMSE 算法性能较好。文献[11]忽略了三阶 Volterra 项的作用, 提出了简化的 NA-MMSE 误差-方差求法, 即简化 NA-MMSE 算法, 其计算复杂度比 NA-MMSE 算法小, 但由于非线性项没有被消除。

均衡器输出  $\hat{x}_n$  服从  $N(x_n, \text{var}(e_n))$  分布, 同时输出后验信息对数似然比  $L_{ap}$  为

$$L_{ap}(c_{n,i} | \hat{x}_n) = \ln \frac{P(c_{n,i} = 0 | \hat{x}_n)}{P(c_{n,i} = 1 | \hat{x}_n)} = \frac{\sum_{s_j: s_{ji}=0} (\exp(\frac{-|\hat{x}_n - s_j|^2}{\text{var}(e_n)})) \prod_k P(c_{n,k} = s_{j,k})}{\sum_{s_j: s_{ji}=1} (\exp(\frac{-|\hat{x}_n - s_j|^2}{\text{var}(e_n)})) \prod_k P(c_{n,k} = s_{j,k})} \quad (29)$$

式(29)与式(21)间的关系为

$$L_a(c_{n,i}) = L_{ap}(c_{n,i} | \hat{x}_n) - L(c_{n,i}) \quad (30)$$

在计算复杂度的评估上, 以处理一帧数据所需进行的乘法次数作为计算量的衡量标准。通过分析知: 精确 MMSE 算法系数的计算复杂度为进行  $O(N^4)$ , NA-MMSE 算法为  $O(N^3)$ 、LC-MMSE 算法为  $O(N^3/3)$ , 简化 NA-MMSE 算法为  $O(N^2)$ , 比 LC-MMSE 算法还低, 但在软映射计算三阶误差方差时, 三阶干扰项不可以被忽略, 简化 NA-MMSE 算法的性能最差。

## 3 仿真结果

为了验证这四种 Volterra-MMSE 均衡器性能, 在仿真中, 编码方式采用生成多项式的卷积码, 生成多项式为 [7,5]、1/2 码率, 调制方式为 8PSK 调制, 编码位通过随机交织和映射。在接收端, MMSE 均衡器参数为:  $N_1 = 5$  和  $N_2 = 3$ 。软映射的输出进行反交织, 然后转发给 MAP 译码器。译码器的输

出再交织传给均衡器。信道采用最典型的非线性 Volterra 卫星信道<sup>[1]</sup>。

图 4 为精确 MMSE、NA-MMSE、简化 NA-MMSE 和 LC-MMSE 均衡器的误码曲线。图 4 表明,当迭代为一次迭代时,四种均衡器的 BER(bit error ratio)没有明显区别。当迭代次数增加至 3 次时,精确 MMSE 的 BER 性能最好,NA-MMSE 和 LC-MMSE 的 BER 性能与精确 MMSE 的很接近,而精确 MMSE、NA-MMSE 和 LC-MMSE 的 BER 性能明显优于简化 NA-MMSE 的性能;如果继续迭代下去,误码性能还可以得到进一步改善,但需权衡迭代时间和性能改善的关系。

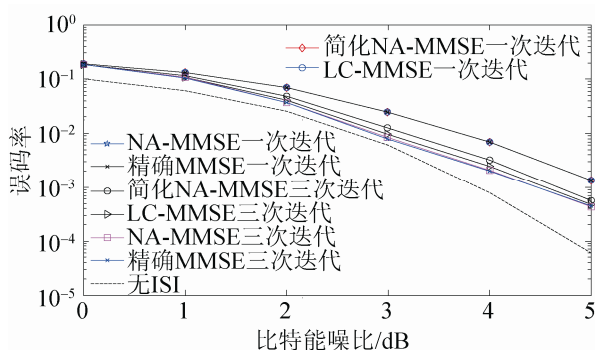


图 4 误码性能仿真曲线

## 4 结论

对基于线性 MMSE 的非线性 Volterra 信道 Turbo 均衡算法作近似扩展后,该算法可以同时抑制线性和非线性码间干扰,而且计算复杂度大为降低。仿真结果表明,线性 MMSE Volterra-Turbo 均衡算法具有良好性能,在卫星通信中有很好的应用前景。

## 参考文献:

[1] D N Liu, M P Fitz. Iterative equalization in non-linear satellite channels [C]// The 7th International Symposium on Turbo Codes and Iterative Information Processing (ISTC), Gothenburg, Sweden. USA: IEEE, 2012: 220-224.

[2] 李强, 雷霞, 罗显平. 无线通信中迭代均衡技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2010.

[3] G Colavolpe, A Piemontese. Novel SISO detection algorithms for nonlinear satellite channels [J]. Wireless Communications Letters, IEEE (S2162-2337), 2012, 1(1): 22-25.

[4] Delamotte T, Bauch G, Danton V. Transmit precoding for MIMO-BICM-ID satellite system with nonlinear power amplifiers [C]// WSA, Proceedings of the 17<sup>th</sup> international ITG Workshop on Smart Antennas (WSA). Stuttgart, Germany: VDE, 2013: 1-8.

[5] Ogunfunmi T, Drullinger T. Equalization of non-linear channels using a Volterra-based non-linear adaptive filter [C]// IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Seoul, Korea. USA: IEEE, 2011: 1-4.

[6] M Grossmann. Outage performance analysis and code design for three-stage MMSE turbo equalization in frequency-selective Rayleigh fading channels [J]. IEEE Vehicular Technology Society (S0018-9545), 2011, 60(2): 473-484.

[7] K Kim, J Won Choi. A new adaptive turbo equalizer with soft information classification [C]// IEEE international Conference on Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP), Dallas, TX, USA. USA: IEEE, 2010: 3206-3209.

[8] M Tuchle, A C Singer. Turbo equalization: An overview [J]. IEEE Transactions on Information Theory: (S0018-9448), 2011, 57(2): 920-952.

[9] Licai Fang, Qinghua Guo, Defeng Huang. A low cost soft mapper for turbo equalization with high order modulation [C]// S. International SoC Design Conference (ISOCC), Jeju Island, Korea. USA: IEEE, 2012: 305-308.

[10] Cheng Yuxin, Zhang Lei. The combined prior information in MMSE turbo equalization with preprocessor [C]// IEEE 10th International Conference on Signal Processing (ICSP), Beijing, China. USA: IEEE, 2010: 1597-1600.

[11] Ampeliotis D, Rontogiannis A A, Berberidis K, et al. Turbo equalization of non-linear satellite channels using soft interference cancellation [C]// Advance Satellite Mobile Systems(ASMS), Bologna, Italy. USA: IEEE, 2008: 289-292.