

卫星通信中快速非线性信道 RLS 均衡算法

李良山 杨育红 王 兰

(解放军信息工程大学, 河南郑州 450002)

摘 要: 幅度相位联合调制 (Amplitude Phase Shift Keying, APSK) 信号经过卫星信道时容易引起非线性失真, 产生码间串扰。为此, 本文将 Wiener 均衡应用于 APSK 卫星通信中, 并提出了一种快速非线性信道递归最小二乘 (Nonlinear Channel Recursive Least Squares, NCRLS) 均衡算法, 在传统 NCRLS 算法的基础上, 建立了遗忘因子与步长因子的关系, 推出了变遗忘因子的非线性信道递归最小二乘 (Variable Forgetting Factor Nonlinear Channel Recursive Least Squares, VFFNCRLS) 均衡算法, 有效地提高了收敛速度。仿真结果表明, VFFNCRLS 算法有效地纠正了非线性失真信号的星座扭曲和频谱再生, 解决了卫星通信系统中有记忆非线性信道失真的问题, 相比传统算法, 具有较快的收敛速度和较好的稳定性。

关键词: 卫星信道; RLS 算法; 非线性; 均衡

中图分类号: TN927

文献标识码: A

DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2016.04.010

A Fast Nonlinear Channel RLS Equalization Algorithm in Satellite Communication

LI Liang-shan YANG Yu-hong WANG Lan

(PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China)

Abstract: Amplitude phase shift keying signal could easily cause nonlinear distortion and generate inter symbol interference over satellite channel. To solve the problem, Wiener equalization was applied to APSK satellite communication and a fast nonlinear channel recursive least squares (NCRLS) equalization algorithm was proposed. On the basis of traditional NCRLS algorithm, the relation between forgetting factor and step length factor was established. Furthermore, a new variable forgetting factor nonlinear channel recursive least squares algorithm (VFFNCRLS) was derived, significantly enhanced the convergence speed. The simulation results show that VFFNCRLS algorithm the algorithm can effectively correct constellation warping and spectral regrowth of the nonlinear distortion signal, and also solve the problem of memory nonlinear channel distortion over satellite communication system. Moreover, it has faster convergence speed and better stability when compared with the traditional algorithms.

Key words: satellite channel; RLS algorithm; nonlinear; equalization

1 引言

高阶的 APSK 调制因具有频带利用率高等特点在卫星通信中得到广泛应用。但是, APSK 调制信号具有较高的包络幅度, 对星载功率放大器的非线性比较敏感。卫星通信系统本身是个功率受限的系统, 为了提高功率利用率必然要求功率放大器工作在饱和区附近, 因而会带来非线性失真的问题^[1], 同时随着通信带宽的增加, 也会产生记忆效应失真^[2]。为了保证良好的通信性能, 必须对卫星通信中有记忆非线性信道的失真进行均衡补偿。

在通信系统中, Volterra 滤波器模型常被用来补偿有记忆非线性信道的失真^[3-6]。文献[6-7]指出 Volterra 滤波器模型能够有效地实现对有记忆非线性信道的失真进行补偿;但是, Volterra 滤波器模型具有较多的抽头参数, 并且随着阶数增加所需的乘法次数呈非线性递增, 因而产生较高的计算复杂度。为此, 有人提出用 Hammerstein 模型和 Wiener 模型代替 Volterra 滤波器模型以降低运算复杂度, 减少收敛时间^[8-11]。文献[8-9]详细地给出了用 Hammerstein 模型和 Wiener 模型来构建非线性信道的传输模型, 并且分别用 Hammerstein 模型和 Wiener 模型的预失真来分别

解决有记忆非线性信道的非线性失真和记忆失真。文献[10]提出并推导了基于 Wiener 模型均衡器的 NCRLS 均衡算法和非线性信道 RPEM (Nonlinear Channel Recursive Prediction Error Method, NCRPEM) 均衡算法;然而,NCRLS 均衡算法不仅收敛速度较慢而且剩余均方误差的稳定性也较差;相比于 NCRLS 算法, NCRPEM 算法具有较好的剩余误差稳定性和收敛速度,但收敛速度仍然比较慢,因而也需要较多的收敛时间。文献[11]提出了 Wiener 模型的 LMS Newton 均衡算法,但相比 NCRLS 均衡算法, LMS Newton 均衡算法的收敛速度和剩余均方误差较差。

针对卫星通信中有记忆非线性信道失真的问题,本文将 Wiener 均衡应用于高阶调制的卫星通信系统中,提出并推导了 VFFNCRLS 均衡算法。该算法通过利用遗忘因子与步长因子的关系推导了一种变遗忘因子,不仅有效地纠正了非线性失真信号的星座扭曲和频谱再生,解决了卫星通信系统中有记忆非线性信道失真的问题,而且相比传统算法具有较快的收敛速度和稳定的剩余均方误差。

2 系统模型

图1为高阶 APSK 调制下的卫星通信系统模型,信源产生的信息比特流分别经过 16APSK 调制器、平方根升余弦发送滤波器、功率放大器和信道后到达接收端,再经过 Wiener 均衡器、接收滤波器和解调器后得到所需的信息比特序列。

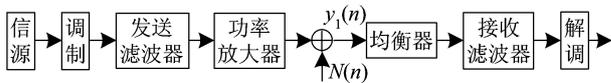


图1 卫星通信系统模型

Fig. 1 Model for satellite communication system

卫星功率放大器为 Hammerstein 模型,其采用 Saleh 模型^[12]的行波管放大器 (Traveling Wave Tube Amplifier, TWTA) 与线性滤波器的级联形式来分别表示功率放大器的非线性特性和记忆效应。信号通过 Saleh 模型的放大器后,会产生幅度-幅度 (AM-AM) 和幅度-相位 (AM-PM) 效应,因而 TWTA 放大器的输入和输出信号之间会产生非线性。如果功率放大器的输入信号为 $r_{in}(n) = \rho_{in}(n)e^{j\varphi_{in}(n)}$, 则功率放大器的输出信号为 $r_{out}(n) = \rho_{out}(n)e^{j\varphi_{out}(n)}$, 且满足:

$$\rho_{out}(n) = A[\rho_{in}(n)], \varphi_{out}(n) = \varphi_{in}(n) + \Phi[\rho_{in}(n)] \quad (1)$$

其中, $A(\rho) = \frac{a_1\rho}{1+b_1\rho^2}$, $\Phi(\rho) = \frac{a_2\rho^2}{1+b_2\rho^2}$ 分别描述 AM-

AM 和 AM-PM 特性。 a_1, a_2, b_1, b_2 为模型参数,取值为: $a_1=2, b_1=1, a_2=\pi/3, b_2=1$ 。

图2为有记忆非线性信道传输模型, Hammerstein 模型功率放大器构成了有记忆非线性失真信道, Wiener 模型的均衡器构成了非线性均衡信道, 由线性和非线性滤波模块组成。

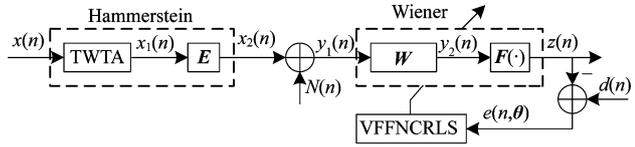


图2 非线性信道传输模型

Fig. 2 Nonlinear channel transmission model

在发射端中,功率放大器输入信号 $x(n)$ 经过 TWTA 后生成信号 $x_1(n)$, 且 $x(n)$ 与 $x_1(n)$ 之间满足式(1)的关系。信号 $x_1(n)$ 经过线性滤波器后生成信号 $x_2(n)$, 再经过信道后到达接收端并生成信号 $y_1(n)$ 。此过程中满足:

$$\begin{aligned} x_2(n) &= e_0x_1(n) + e_1x_1(n-1) + \dots + e_kx_1(n-k_e) \\ y_1(n) &= x_2(n) + N(n) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: e_k 为线性滤波模块的更新参数, 且 $k=0, 1, 2, \dots, k_e, k_e$ 为正整数, $N(n)$ 为加性高斯白噪声。

在接收端,信号经过 Wiener 均衡线性滤波模块后输出可得:

$$\begin{aligned} y_2(n) &= w_0y_1(n) + w_1y_1(n-1) + \dots + \\ &w_{n_w}y_1(n-n_w) = \theta_w^T \mathbf{y}_a(n) \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $\theta_w = [w_0, w_1, \dots, w_{n_w}]^T$, $\mathbf{y}_a(n) = [y_1(n), y_1(n-1), \dots, y_1(n-n_w)]^T$ 。

进一步,信号经过 Wiener 均衡的非线性滤波模块后输出可得:

$$\begin{aligned} z(n) &= f_1(n)y_2(n) + f_2y_2^2(n) + \dots + \\ &f_{m_f}y_2^{m_f}(n) = \theta_f^T \mathbf{y}_b(n) \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $\theta_f = [f_1, f_2, \dots, f_{m_f}]^T$, $\mathbf{y}_b(n) = [y_2(n), y_2^2(n), \dots, y_2^{m_f}(n)]^T$ 。

由此可知 Wiener 均衡的参数更新矢量为:

$$\theta = (\theta_w^T, \theta_f^T)^T \quad (5)$$

式中: $\theta_w = [w_0, w_1, \dots, w_{n_w}]^T$, $\theta_f = [f_1, f_2, \dots, f_{m_f}]^T$ 。

3 非线性信道均衡算法

3.1 NCRLS 算法

为了解决有记忆非线性信道失真的问题,文献[10]分别从 Wiener 均衡器的线性滤波模块和非线性滤波模块的角度,建立了非线性信道传输模型与滤波模块参数更新算法之间的联系,得出 RLS 算法与非线性信道均衡算法的关系,进一步推导出了

NCRLS 均衡算法。

NCRLS 均衡算法为:

$$e(n) = d(n) - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}^T(n-1)\boldsymbol{\psi}(n),$$

$$\boldsymbol{\theta}(n) = \boldsymbol{\theta}(n-1) + u \cdot \mathbf{g}(n)e(n)$$

$$\mathbf{g}(n) = \frac{1}{2}\left(\lambda + \frac{1}{4}\boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\boldsymbol{\psi}(n)\right)^{-1/2}$$

$$\mathbf{P}(n-1)\boldsymbol{\psi}(n)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(\mathbf{P}(n-1) - \mathbf{g}(n)\mathbf{g}^T(n)), u = 1 \quad (6)$$

式中: $d(n) = x(n)$ 为期望信号, $e(n)$ 为误差信号, $\boldsymbol{\psi}(n) = [\boldsymbol{\zeta}^T(n) \quad \boldsymbol{\xi}^T(n)]^T$, $\boldsymbol{\zeta}(n)$ 和 $\boldsymbol{\xi}(n)$ 分别为 Wiener 均衡的线性滤波模块和非线性滤波模块输入信号矢量, 并且满足:

$$\boldsymbol{\zeta}(n) = [y_1(n) [\boldsymbol{\theta}_f^T \bar{\mathbf{A}}(n)], y_1(n-1)$$

$$[\boldsymbol{\theta}_f^T \bar{\mathbf{A}}(n)], \dots, y_1(n-n_w) [\boldsymbol{\theta}_f^T \bar{\mathbf{A}}(n)]]^T$$

$$\boldsymbol{\xi}(n) = \mathbf{y}_b(n) = [[\boldsymbol{\theta}_w^T \mathbf{y}_a(n)],$$

$$[\boldsymbol{\theta}_w^T \mathbf{y}_a(n)]^2, \dots, [\boldsymbol{\theta}_w^T \mathbf{y}_a(n)]^{m_f}]^T$$

$$\bar{\mathbf{A}}(n) = [1, [\boldsymbol{\theta}_w^T \mathbf{y}_a(n)], \dots, [\boldsymbol{\theta}_w^T \mathbf{y}_a(n)]^{m_f-1}]^T \quad (7)$$

NCRLS 算法和 NCRPEM 算法具有较大相似性, NCRLS 算法为固定遗忘因子, 而 NCRPEM 算法为可变的遗忘因子且收敛速度和稳定性比 NCRLS 算法好; 因而, 为了提高算法的收敛性有必要研究变遗忘因子的 NCRLS 算法。

3.2 VFFNCRLS 算法

为了提高算法的性能, 根据变遗忘因子的 NCRPEM 算法^[8,10]的优点, 研究变遗忘因子的 VFFNCRLS 算法。令 $u(n)$ 代替式(6)中的 u 为变步长因子, 带入 NCRLS 算法中, 可得变步长的递推关系为:

$$\boldsymbol{\theta}(n) = \boldsymbol{\theta}(n-1) + u(n)\mathbf{g}(n)e(n) =$$

$$\boldsymbol{\theta}(n-1) + \frac{1}{2}u(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\psi}(n)e(n) \quad (8)$$

式中满足: $\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(\mathbf{P}(n-1) - \mathbf{g}(n)\mathbf{g}^T(n))$, $\mathbf{g}(n) = \frac{1}{2}\left(\lambda + \frac{1}{4}\boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\boldsymbol{\psi}(n)\right)^{-1/2}\mathbf{P}(n-1)\boldsymbol{\psi}(n)$ 。

将式(8)两边同时乘以 $\frac{\boldsymbol{\psi}^T(n)}{2}$ 可得:

$$\frac{\boldsymbol{\psi}^T(n)\boldsymbol{\theta}(n)}{2} = \frac{\boldsymbol{\psi}^T(n)\boldsymbol{\theta}(n-1)}{2} + \frac{1}{4}u(n)\boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n)$$

$\boldsymbol{\psi}(n)e(n)$, 进一步有:

$$\boldsymbol{\varepsilon}(n) = e(n) \left(1 - \frac{1}{4}u(n)\boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\psi}(n)\right) \quad (9)$$

式中: $\boldsymbol{\varepsilon}(n) = d(n) - \frac{\boldsymbol{\psi}^T(n)\boldsymbol{\theta}(n)}{2}$ 为后验误差。

由式(6)中 $d(n) = x(n)$ 可知:

$$e(n) = x(n) - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}^T(n-1)\boldsymbol{\psi}(n) =$$

$$N(n) + \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}^T\boldsymbol{\psi}(n) - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}^T(n-1)\boldsymbol{\psi}(n) \quad (10)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}^T$ 为时不变最佳滤波系数, $N(n)$ 为高斯白噪声。令 $e_f(n) = \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}^T\boldsymbol{\psi}(n) - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}^T(n-1)\boldsymbol{\psi}(n)$, 则有:

$$e(n) = N(n) + \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}^T\boldsymbol{\psi}(n) - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}^T(n-1)\boldsymbol{\psi}(n) = e_f(n) + N(n) \quad (11)$$

同理: $\boldsymbol{\varepsilon}(n) = \boldsymbol{\varepsilon}_f(n) + N(n)$, 且满足: $\boldsymbol{\varepsilon}_f(n) = \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}^T\boldsymbol{\psi}(n) - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}^T(n)\boldsymbol{\psi}(n)$ 。

为了求得变步长因子的表达式, 将式(9)两边进一步处理有:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_f(n) = e_f(n) \left(1 - \frac{1}{4}u(n)\boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\psi}(n)\right) - \frac{1}{4}u(n)\boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\psi}(n)N(n) \quad (12)$$

再将式(12)两边进行平方取期望处理可得:

$$E[\boldsymbol{\varepsilon}_f^2(n)] = E\left[e_f^2(n) \left(1 - \frac{1}{4}u(n)\boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\psi}(n)\right)^2\right] + E\left[\left(\frac{1}{4}u(n)\boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\psi}(n)N(n)\right)^2\right] \quad (13)$$

式中满足: $E[e_f(n)N(n)] = 0$ 。令 $E[e_f^2(n)] = \sigma(n)$, $E[N^2(n)] = m \cdot c_0$, c_0 为噪声方差估计, m 为整数。

将式(13)两边关于 $u(n)$ 求导, 并令导数值为 0, 同时用时间平均值 $\sigma(n)$ 代替 $E[e_f^2(n)]$ 可得:

$$u(n) = \frac{4E[e_f^2(n)]}{E[\boldsymbol{\varphi}^T(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\varphi}(n)](E[e_f^2(n)] + E[N^2(n)])} = \frac{4\sigma(n)}{E[\boldsymbol{\varphi}^T(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\varphi}(n)](\sigma(n) + m \cdot c_0)} \quad (14)$$

将 $\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(\mathbf{P}(n-1) - \mathbf{g}(n)\mathbf{g}^T(n))$ 两边进行求逆运算并取期望可得:

$$\mathbf{P}^{-1}(n) = \lambda\mathbf{P}^{-1}(n-1) + \frac{1}{4}\boldsymbol{\varphi}(n)\boldsymbol{\varphi}^T(n) =$$

$$\lambda^n\mathbf{P}(0) + \frac{1}{4}\boldsymbol{\varphi}(n)\boldsymbol{\varphi}^T(n) +$$

$$\frac{1}{4}\lambda\boldsymbol{\varphi}(n-1)\boldsymbol{\varphi}^T(n-1) + \dots + \frac{1}{4}\lambda^{n-1}\boldsymbol{\varphi}(1)\boldsymbol{\varphi}^T(1) \quad (15)$$

$$E[\mathbf{P}(n)] \approx (E[\mathbf{P}^{-1}(n)])^{-1} = (4-4\lambda)^{-1}\hat{\mathbf{P}}^{-1}(n) \quad (16)$$

令 λ 为变遗忘因子 $\lambda(n)$, 进一步有:

$$E[\boldsymbol{\varphi}^T(n)\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\varphi}(n)] = \text{tr}(E[\mathbf{P}(n)])$$

$$E[\boldsymbol{\varphi}(n)\boldsymbol{\varphi}^T(n)] = 4(1-\lambda(n))\mathbf{M} \quad (17)$$

式中: \mathbf{M} 为均衡器参数矢量项数。由 Shrinkage 方法^[13-14]可知, $\sigma(n) = \beta\sigma(n-1) + (1-\beta)\hat{e}^2(n)$, $0 < \beta < 1$, $\hat{e}(n) = \text{sign}\{e(n)\} \cdot \max\{|e(n)| - \sqrt{m \cdot c_0}, 0\}$ 。若考虑到算法收敛性, 令 $u(n) = 1$, 同时为提高稳定性引进稳定因子 $\alpha_0 \geq 2$, 则有:

$$\boldsymbol{\theta}(n) = \boldsymbol{\theta}(n-1) + \frac{\alpha_0}{2}\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\psi}(n)e(n)$$

$$\mathbf{g}(n) = \frac{\alpha_0}{2} \left(\lambda(n) + \alpha_0^2 \frac{1}{4} \boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\boldsymbol{\psi}(n) \right)^{-1/2}$$

$$\mathbf{P}(n-1)\boldsymbol{\psi}(n)$$

$$\lambda(n) = 1 - 2\sigma(n) \cdot (\mathbf{M}(\sigma(n) + m \cdot c_0))^{-1} \quad (18)$$

综合式(6)(7)(18), 可得 VFFNCRLS 算法如下:

$$e(n) = d(n) - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}^T\boldsymbol{\psi}(n),$$

$$\hat{e}(n) = \text{sign}\{e(n)\} \cdot \max\{|e(n)| - \sqrt{m \cdot c_0}, 0\},$$

$$\sigma(n) = \beta\sigma(n-1) + (1-\beta)\hat{e}^2(n),$$

$$\lambda(n) = 1 - 2\sigma(n) \cdot (\mathbf{M}(\sigma(n) + m \cdot c_0))^{-1},$$

$$\mathbf{g}(n) = \frac{\alpha_0}{2} \left(\lambda(n) + \frac{\alpha_0^2}{4} \boldsymbol{\psi}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\boldsymbol{\psi}(n) \right)^{-1/2}$$

$$\mathbf{P}(n-1)\boldsymbol{\psi}(n),$$

$$\boldsymbol{\theta}(n) = \boldsymbol{\theta}(n-1) + \frac{\alpha_0}{2}\mathbf{P}(n)\boldsymbol{\psi}(n)e(n),$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(n)(\mathbf{P}(n-1) - \mathbf{g}(n)\mathbf{g}^T(n)) \quad (19)$$

式中: c_0 为噪声方差估计, $m \in \mathbf{Z}^+$, $\alpha_0 > 0$, $0 < \beta < 1$, $\lambda(n)$ 为可变遗忘因子。

综上所述, 为了解决卫星通信中有记忆非线性信道失真的问题, 通过对传统算法的分析, 建立了收敛因子与遗忘因子的关系, 在改变传统非线性均衡算法遗忘因子 $\lambda(n)$ 的同时引进了稳定因子 α_0 , 推导了 VFFNCRLS 算法。VFFNCRLS 算法具有收敛速度快、剩余误差小和稳定性好等特点。

3.3 算法复杂度分析

在分析各算法复杂度的过程中, 各算法的迭代输入信号矢量相同, 复杂度的区别仅在于各个算法内部结构; 因而这里仅仅分析 NCRLS 算法^[10]、NCRPEM 算法^[8,10] 和 VFFNCRLS 算法中的内部结构复杂度。在迭代的过程中, 算法的复杂度与 Wiener 均衡器的参数矢量 $\boldsymbol{\theta}$ 的维数有关, 并且算法中出现相同部分不需要重复累计。表 1 为算法计算复杂度, 其中, n_0 和 m_0 分别为图 2 中线性部分 \mathbf{W} 和非线

性部分 \mathbf{f} 的参数个数。

表 1 算法计算复杂度

Tab. 1 Computational complexity of algorithm

算法	乘法次数	加法次数
NCRLS	$3(n_0+m_0)^2+6(n_0+m_0)+3$	$3(n_0+m_0)^2+(n_0+m_0)$
NCRPEM	$3(n_0+m_0)^2+6(n_0+m_0)+4$	$3(n_0+m_0)^2+(n_0+m_0)+2$
VFFNCRLS	$3(n_0+m_0)^2+6(n_0+m_0)+8$	$3(n_0+m_0)^2+(n_0+m_0)+5$

在每一次迭代过程中, NCRLS 算法的乘法计算量和加法计算量分别为 $3(n_0+m_0)^2+6(n_0+m_0)+3$ 次和 $3(n_0+m_0)^2+(n_0+m_0)$ 次。NCRPEM 算法的计算复杂度与 NCRLS 算法相比, 增加了变遗忘因子的计算量, 其乘法计算量和加法计算量分别为 $3(n_0+m_0)^2+6(n_0+m_0)+4$ 次和 $3(n_0+m_0)^2+(n_0+m_0)+2$ 次。相比 NCRLS 算法, VFFNCRLS 算法增加的计算量来源于稳定因子和变遗忘因子; 故每一次迭代过程中 VFFNCRLS 算法的乘法计算量和加法计算量分别为 $3(n_0+m_0)^2+6(n_0+m_0)+8$ 次和 $3(n_0+m_0)^2+(n_0+m_0)+5$ 次。由此可知, VFFNCRLS 算法的计算复杂度略有增加, 但各算法的复杂度仍处于相同复杂度水平。

4 仿真结果与分析

在仿真过程中, 参照 DVB 标准, 选取数据符号长度为 10000, 内外半径比为 2.732 的 4+12-APSK 调制^[13], 发送滤波器为 8 倍采样率, 且滚降系数为 0.5, 接收滤波器为相应的匹配滤波器, Hammerstein 功率放大器的线性滤波模块为: $\mathbf{E} = [0.7692, 0.1358, 0.0769]$ 。根据文献[10-11]选取以下参数, Wiener 均衡器的线性部分和非线性部分的维数分别设为 $n_w = 11$ 和 $m_f = 9$; 初始参数分别为: $\boldsymbol{\theta}_w = [1, 0, \dots, 0]^T$, $\boldsymbol{\theta}_f = [1, 0, \dots, 0]^T$, $\beta = 0.99$, $\mathbf{P}(0) = 10\mathbf{I}$, $m = 8$; NCRPEM 算法中 $\lambda_0 = 0.99$, $\lambda(0) = 0.95$; NCRLS 算法中 $\lambda = 0.99$; SNR = 25 dB。

图 3 给出了 VFFNCRLS 算法均衡前、后信号功率谱仿真图。从图 3 中可知, 在 Hammerstein 功率放大器的作用下, 非线性失真的信号出现频谱再生。VFFNCRLS 均衡算法能够有效地减小信号的频谱再生问题。

图 4 为 VFFNCRLS 均衡算法均衡前、后信号星座图仿真。由图中可知, 理想信号星座经过卫星通信系统非线性信道作用后, 接收信号的幅度和相位均发生严重扭曲现象, 产生了非线性失真; 在 VFFNCRLS 均衡算法作用下, 纠正了非线性失真信号的星座扭曲, 解决了信号幅度失真和相位失真的问题。综合图

3 和图 4 可知,VFFNCRLS 均衡算法能够有效地解决卫星通信中有记忆非线性信道失真的问题。

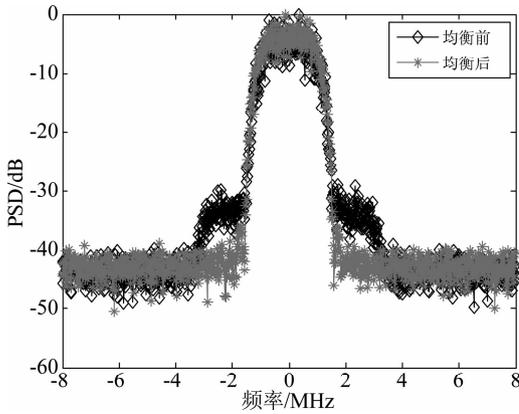


图 3 功率谱

Fig. 3 Power spectral density

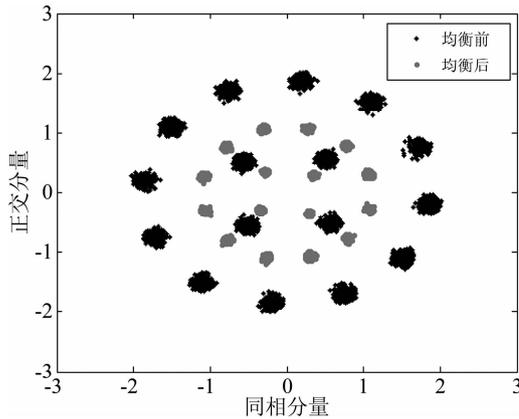


图 4 星座图

Fig. 4 Constellation diagram

为更好的比较算法的收敛速度、稳定性和抗码间干扰的性能,分别用归一化的均方误差和剩余码间干扰来衡量^[10-11];在经过 1000 次实验过程平均后,各算法归一化均方误差和剩余码间干扰的仿真结果分别如图 5 和图 6 所示。

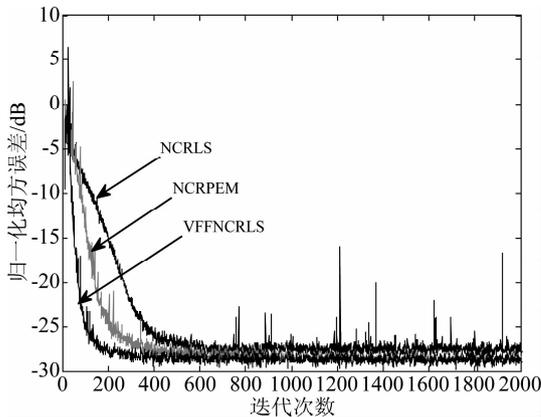


图 5 归一化均方误差

Fig. 5 Normalized mean square error

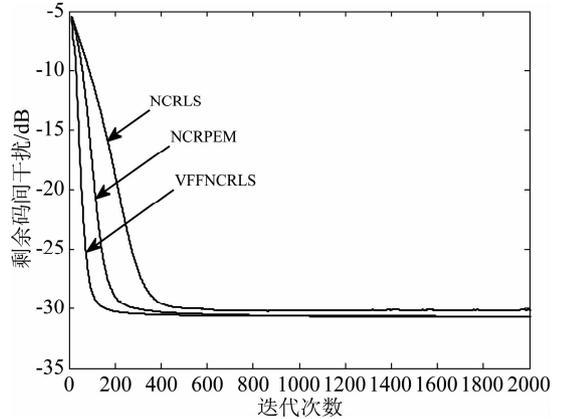


图 6 剩余码间干扰

Fig. 6 Residual inter symbol interference

由图 5 可知,NCRLS 算法最终收敛到 -26 dB,而 NCRPEM 算法和 VFFNCRLS 算法分别收敛到 -27.5 dB和 -28.5 dB 左右。NCRLS 算法表现出较大的毛刺幅度,收敛速度、均方误差和稳定性较差;相比于 NCRLS 算法,NCRPEM 算法具有较好的毛刺幅度和稳定性,并且其收敛速度较快和均方误差较小;VFFNCRLS 算法具有最快的收敛速度和最小的归一化均方误差,并且也具有最好的稳定性。

由图 6 可知,在剩余码间干扰方面,NCRLS 算法在迭代约 500 次后达到 -29 dB,NCRPEM 算法在迭代约 400 次后达到 -31 dB,VFFNCRLS 算法在迭代约 180 次后达到 -31 dB。三种算法相比较可知,在码间干扰方面,VFFNCRLS 算法收敛速度最快,并且达到了 NCRPEM 算法的抗码间干扰水平。

综合图 5 和图 6 可知,本文提出的 VFFNCRLS 算法无论在收敛速度方面还是剩余误差等均优于 NCRLS 算法和 NCRPEM 算法。

5 结论

针对卫星通信中有记忆非线性信道失真的问题,本文应用 Wiener 均衡于卫星通信系统中,并提出并推导了 VFFNCRLS 算法。仿真结果表明,在功率谱方面,VFFNCRLS 算法能够有效地减小非线性失真信号的频谱再生;在星座图方面,VFFNCRLS 算法抑制了非线性失真信号的星座扭曲现象;并且在收敛速度方面、归一化均方误差和码间干扰方面,与 NCRLS 算法和 NCRPEM 算法相比,VFFNCRLS 具有较好的归一化剩余均方误差、较快的收敛速度和较好的抗码间干扰能力。综上所述,本文提出的 VFFNCRLS 算法不仅有效地解决了卫星通信系统中

有记忆非线性信道失真的问题,而且具有较快的收敛速度和稳定的剩余均方误差。

参考文献

- [1] Moon J, Kim B. Enhanced Hammerstein Behavioral Model for Broadband Wireless Transmitters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(4):924-933.
- [2] Villemazet J F, Yahi H, Azzara J C, et al. New Analog Predistortion Linearizer for Ku-band TWTA Allowing 1 GHz Instantaneous Wideband Satellite Operation[C] // 31st AIAA International Communications Satellite Systems Conference. Reston; AIAA, 2013:56-60.
- [3] Mkaem F, Boumaiza S. Physically Inspired Neural Network Model for RF Power Amplifier Behavioral Modeling and Digital Predistortion[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(4):913-923.
- [4] Piemontese, Amina. Improving the spectral efficiency of nonlinear satellite systems through time-frequency packing and advanced receiver processing[C] // IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(8):3404-3412.
- [5] 张茂森, 邱智亮, 高雅, 等. 星上 Clos 交换网络的逆向调度算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2013, 40(4):96-101. Zhang M S, Qiu Z L, Gao Y, et al. Reverse dispatching scheme for satellite Clos-network switches[J]. Journal of Xidian University, 2013, 40(4):96-101. (in Chinese)
- [6] 张晓娟, 吴长奇. 使用变步长频域 LMS 算法的自适应 Volterra 均衡器[J]. 电路与系统学报, 2012, 17(4):99-102. Zhang X J, Wu C Q. Adaptive Volterra equalizer based on variable step-size frequency domain LMS[J]. Journal of Circuits and Systems, 2012, 17(4):99-102. (in Chinese)
- [7] André N S, Habel K, Louchet H, et al. Adaptive nonlinear Volterra equalizer for mitigation of chirp-induced distortions in cost effective IMDD OFDM systems[J]. Optics Express, 2013, 21(22):26527-26532.
- [8] Abd-Elrady E, Gan L, Kubin G. Predistortion of Hammerstein and Wiener systems using the Nonlinear Filtered-x Prediction Error Method algorithm[J]. E & I Elektrotechnik Und Informationstechnik, 2010, 127(10):285-290(6).
- [9] Abd-Elrady E, Gan L, Kubin G. Direct and indirect learning methods for adaptive predistortion of IIR Hammerstein systems[J]. E & I Elektrotechnik Und Informationstechnik, 2008, 125(4):126-131.
- [10] 刘顺兰, 蒋树南. 非线性信道的均衡算法研究[J].

电子学报, 2010, 38(10):2219-2223.

Liu S L, Jiang S N. A study on equalization technique for nonlinear channel[J]. ACTA Electronica Sinica, 2010, 38(10):2219-2223. (in Chinese)

- [11] 刘顺兰, 蒋树南. 非线性信道的 LMS Newton 均衡算法的研究[J]. 电路与系统学报, 2011, 16(1):108-115. Liu S L, Jiang S N. A study of LMS Newton equalization algorithm in nonlinear channel[J]. Journal of Circuits and Systems, 2011, 16(1):108-115. (in Chinese)
- [12] Saleh, A AM. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1981, 29(11):1715-1720.
- [13] Zibulevsky M. L1-L2 optimization in signal and image processing[J]. Signal Processing Magazine IEEE, 2010, 27(3):76-88.
- [14] Daubechies I, Defrise M, De Mol C. An iterative thresholding algorithm for linear inverse problems with a sparsity constraint[J]. Communications on Pure and Applied Mathematics, 2004, 57(11):1413-1457.
- [15] Sung W, Kang S, Kim P, et al. Performance Analysis of APSK Modulation For DVB-S2 Transmission Over Nonlinear Channels[J]. International Journal of Satellite Communications & Networking, 2009, 27(6):295-311.

作者简介



李良山 男, 1989 年生, 安徽六安人。信息工程大学硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信信号处理。
E-mail:305324059@qq.com



杨育红 女, 1964 年生, 江西南昌人, 信息工程大学副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为卫星通信。
E-mail:yangamie@163.com



王兰 女, 1990 年生, 河南安阳人, 信息工程大学硕士研究生, 主要研究方向为扩频通信信号处理。
E-mail:learningbird@163.com