

基于多小波双变换的非线性卫星信道盲均衡算法

郭业才^{1,2}, 费赛男¹, 王 惠¹

(1. 南京信息工程大学江苏省气象探测与信息处理重点实验室, 江苏南京 210044;
2. 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心, 江苏南京 210044)

摘 要: 针对非线性卫星信道 Volterra 盲均衡系统收敛缓慢、计算复杂高等不足, 提出了基于多小波双变换的非线性卫星信道盲均衡算法. 该算法用 Wiener 均衡器代替 Volterra 均衡器, 减小了均衡器结构的复杂性; 用平衡正交多小波对 Wiener 均衡器的输入信号进行变换, 降低了输入信号的自相关性; 在 Wiener 均衡器输出端增加一级判决反馈滤波器, 同时对其输入信号作平衡多小波变换, 又降低了判决反馈滤波器输出信号的自相关性. 仿真结果验证了该算法的有效性.

关键词: 非线性卫星信道; Volterra 均衡器; 平衡正交多小波双变换; 判决反馈滤波器

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2016)10-2384-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.10.015

Nonlinear Satellite Channel Blind Equalization Algorithm Based on Multi-Wavelet Double Transformation

GUO Ye-cai^{1,2}, FEI Sai-nan¹, WANG Hui¹

(1. Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210044, China; 2. Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment Technology (CICAET), Nanjing, Jiangsu 210044, China)

Abstract: Aiming at the effects of slow convergence speed and large computational loads of nonlinear satellite channel Volterra blind equalization system, a nonlinear satellite channel blind equalization algorithm based on multiwavelet double transformation is proposed. In the proposed algorithm, Volterra equalizer of the nonlinear satellite channel is replaced with Wiener equalizer to reduce the complexity of the equalizer structure. And the inputs of the Wiener equalizer are transformed via using balanced orthogonal multiwavelet transform to reduce the autocorrelation of the inputs. In addition, the decision feedback filter is added to the output terminal of the Wiener equalizer, as well as the inputs to the decision feedback filter are also transformed via using balanced multiwavelet transform to further reduce the their autocorrelation. The simulation results have verified the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: nonlinear satellite channel; volterra equalizer; balanced orthogonal multiwavelet double transformation; decision feedback filter

1 引言

在卫星通信系统中, 卫星信道一个最重要的特点是非线性, 其主要由卫星通信系统射频端和卫星转发器上行波管放大器(TWTA, Traveling Wave Tube Amplifier)及信道畸变等引起^[1,2]. 这种非线性会引起发射信

号的畸变, 降低信号质量, 增加误码率, 同时使信号的频谱展宽, 产生带外辐射, 对邻道形成干扰^[3,4], 通常采用发射端预失真或接收端均衡或合适的调制方式来降低这种非线性影响^[5]. 然而, 发射端预失真效果受调制方式和信道记忆长度影响, 其计算复杂度随信道记忆长度和信号调制阶数增加而增大^[6]. 接收端均衡技术也

收稿日期: 2014-11-02; 修回日期: 2015-05-12; 责任编辑: 马兰英

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61371131, No. 61673222); 全国优秀博士论文作者专项基金(No. 200753); 江苏省高校自然科学基金(No. 13KJA510001); 江苏高校科研成果产业化推进项目(No. JHB 2012-9); 江苏省高校“信息与通信工程”优势学科建设项目(2014)

是有效克服卫星信道非线性影响的有效方法,文献[7, 8]提出用 Volterra 滤波器作均衡器对卫星信道非线性进行补偿,虽然 Volterra 滤波器是截短的 Volterra 级数,但仍有大量的抽头系数、计算复杂、收敛缓慢;文献[9]用判决反馈均衡器对信道进行补偿,但没有考虑非线性信道的记忆效应,补偿效果不理想;文献[10]给出的 Hammerstein-Wiener 信道均衡模型减少了抽头系数个数、降低了计算复杂度、缩短了收敛时间,然而,当输入信号自相关矩阵的最大特征值与最小特征值比值,也称为条件数较大时,该模型收敛性能下降,跟踪性能变差.文献[11]表明,对均衡器输入信号进行正交多小波变换后,其自相关矩阵的条件数大大减小、计算量大大降低、收敛速度大大提高.

本文针对非线性卫星信道对通信质量的影响及 Volterra 均衡器的缺陷,在分析非线性卫星信道 Volterra 盲均衡系统性能基础上,利用 Wiener 均衡器、反馈滤波器及平衡正交多小波变换的优点,通过改进非线性卫星信道 Volterra 盲均衡算法结构,提出基于多小波双变换的非线性卫星信道盲均衡算法,以减小卫星信道非线性对通信质量的影响.

2 卫星信道 Volterra 盲均衡系统

卫星通信 Volterra 盲均衡系统^[12],如图 1 所示.其中,卫星信道模型由发送滤波器、行波管放大器 TWTA 及接收滤波器构成,而 TWTA 是非线性的.

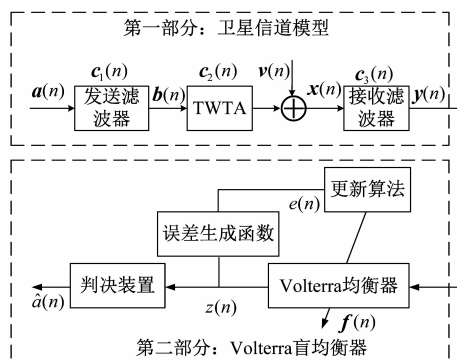


图1 卫星通信Volterra盲均衡系统

图 1 中, $a(n)$ 表示输入信号, $b(n)$ 表示发送滤波器的输出信号, $v(n)$ 表示噪声, $x(n)$ 是加入噪声后的信号, $y(n)$ 为接收滤波器的输出信号, $c_1(n)$ 、 $c_2(n)$ 与 $c_3(n)$ 分别是发送滤波器、TWTA、接收滤波器的权向量, $f(n)$ 是 Volterra 均衡器权向量, $z(n)$ 表示均衡器输出信号, $e(n)$ 是误差生成函数生成的误差信号, $\hat{a}(n)$ 表示判决输出信号.

2.1 TWTA 对调制信号的影响

图 1 所示的发送滤波器输出信号 $b(n)$ 通过 TWTA

时,会产生幅度转换效应 (AM/AM) 和幅相转换效应 (AM/PM),严重影响通信质量.根据 TWTA 的 Saleh 模型,AM/AM、AM/PM 的输入输出函数可以表示为^[13]

$$A(r) = \alpha_a r / (1 + \beta_a r^2) \quad (1)$$

$$\Phi(r) = \alpha_p r^2 / (1 + \beta_p r^2) \quad (2)$$

式中, $\alpha_a = 2$, $\beta_a = 1$, $\alpha_p = \pi/3$, $\beta_p = 1$. 式(1)和式(2)表明,输入输出的幅度和相位是输入信号幅度 r 的非线性函数.当 TWTA 工作在饱和点附近时,幅度和相位的非线性失真更加严重.因此,选择与非线性信道特性匹配的信号调制方式对提高通信质量至关重要.研究表明,使用包络恒定、频谱特性良好的高阶调制信号,能较好地克服卫星信道非线性的影响^[14];其中,幅相键控 (APSK, Amplitude Phase Shift Keying) 信号是正交振幅调制 (QAM, Quadrature Amplitude Modulation) 与相移键控 (PSK, Phase Shift Keying) 调制相结合的调制信号,其模值较少、包络起伏不大、频谱特性较好,既能减小对 TWTA 非线性的敏感性又能提高频谱利用率,在卫星通信中具有很好的应用前景.为了分析行波管放大器 (TWTA) 对 16APSK 信号的影响,以 16QAM 和 16PSK 信号为比较对象,以 Saleh 模型为 TWTA 的信道模型,所得结果如图 2 所示.

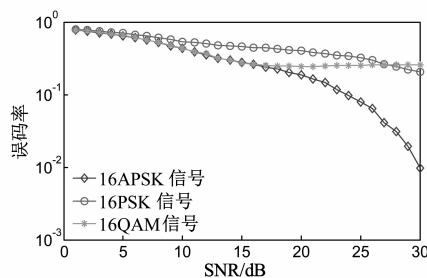


图2 TWTA对三种调制信号的影响

图 2 表明,加入行波管放大器,综合考虑了幅度非线性失真和相位非线性失真,16APSK 信号随着信噪比的提高,显然比 16QAM、16PSK 有更好的误码率特性;同时,16APSK 信号的幅值比 16QAM 信号的幅值要少,抗饱和非线性失真能力更强.因此,16APSK 更适合在非线性卫星信道中传输,这可以作为卫星通信中调制解调方式选择的一个重要依据.

2.2 Volterra 盲均衡算法

非线性卫星信道是带通滤波器,采用 Volterra 均衡器时,由于偶次项产生的频率分量远离载频而被带通滤波器滤除,故只需考虑奇次项.这时, N 阶 Volterra 盲均衡器的输入-输出关系可以写为^[7,8]

$$z(n) = \sum_{m_1=0}^{N-1} f(m_1)y(n-m_1) + \sum_{m_1=0}^{N-1} \sum_{m_2=0}^{N-1} \sum_{m_3=0}^{N-1} f(m_1, m_2, m_3)y(n-m_1)$$

$$\cdot y(n-m_2)y^*(n-m_3) \quad (3)$$

式中, $f(m_1)$ 与 $f(m_1, m_2, m_3)$ 为均衡器的抽头系数, N 也称为信道记忆长度. 式(3)中第一项为线性项, 用以实现卫星信道的线性均衡; 第二项为非线性项, 用以实现卫星信道的非线性均衡. Volterra 均衡器输出为

$$z(n) = \mathbf{f}^T(n)\mathbf{y}(n) \quad (4)$$

由常数模算法(CMA, Constant Modulus Algorithm)对 Volterra 盲均衡器权向量更新的公式为

$$\mathbf{f}(n+1) = \mathbf{f}(n) - 4\mu e(n)z^*(n)\mathbf{y}(n) \quad (5)$$

式中, $e(n) = R^2 - |z(n)|^2$ 为误差信号, $R^2 = E(|a(n)|^4)/E(|a(n)|^2)$ 为发射信号 $a(n)$ 的模值. Volterra 均衡器综合考虑了系统的线性结构和非线性结构, 十分适合于对非线性卫星信道进行均衡, 但其抽头系数多, 且计算复杂度随记忆长度指数增长; 另一方面, 非线性均衡器输入向量的维数远大于线性均衡器的抽头个数, 输入向量的自相关性增强, 其自相关矩阵的条件数变大, 导致收敛相当缓慢.

针对卫星信道的特点和 Volterra 盲均衡系统的缺陷, 拟从以下几个方面进行改进:

(1) 用 Wiener 均衡器代替 Volterra 均衡器, 以减小均衡器结构的复杂性.

(2) 用平衡正交多小波对 Wiener 均衡器的输入信号进行变换, 以降低输入信号的自相关性.

(3) 在 Wiener 均衡器的输出端增加一级判决反馈滤波器, 同时对判决反馈滤波器的输入信号, 也就是 Wiener 均衡器的判决输出信号再作一次平衡正交多小波变换, 以降低判决反馈滤波器输出信号的自相关性.

3 平衡正交多小波双变换盲均衡算法

针对非线性卫星信道 Volterra 盲均衡系统的缺陷, 按第 2 节的改进思想将图 1 的第 2 部分修改为图 3 所示的结构.

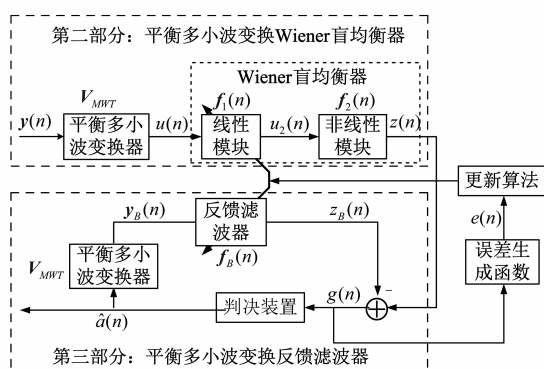


图3 改进后的非线性卫星信道盲均衡器结构

图 3 中, 平衡多小波变换器与 Wiener 盲均衡器构成了平衡多小波变换 Wiener 盲均衡器; 平衡多小波变

换器与判决反馈滤波器构成了平衡多小波变换反馈滤波器.

3.1 均衡器输入的平衡正交多小波变换

多小波有多个尺度函数构成, 在任意尺度上支集无重叠, 不同频率间的相关性较小, 具有正交性、对称性和短支撑性. 信号经多小波变换后自相关矩阵的条件数比信号经单小波变换后的条件数更小, 故用多小波构造的均衡器比用单小波构造的均衡器性能优越. 根据 Mallat 算法, 本文对图 3 所示的输入信号向量 $\mathbf{y}(n)$ 作平衡多小波变换, 就是对其进行低频和高频分解^[12]. 定义分块矩阵 \mathbf{P}_j 和 \mathbf{Q}_j , 其中, \mathbf{P}_j 和 \mathbf{Q}_j 分别由平衡后新的多低通滤波器 $\tilde{\mathbf{H}}(\omega)$ 和多高通滤波器 $\tilde{\mathbf{G}}(\omega)$ 的系数构成的矩阵, 且

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}(\omega) = \mathbf{U}^T \mathbf{H}(\omega) \mathbf{U} \\ \tilde{\mathbf{G}}(\omega) = \mathbf{G}(\omega) \mathbf{U} \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\mathbf{U} = [1/\sqrt{2}, -1/\sqrt{2}; 1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}]$ 为作一阶平衡处理选用的正交酉矩阵; $\mathbf{H}(\omega)$ 、 $\mathbf{G}(\omega)$ 分别为平衡前的多低通滤波器和多高通滤波器. 而

$$\mathbf{P}_j = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_0 & \tilde{\mathbf{H}}_1 & \tilde{\mathbf{H}}_2 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{\mathbf{H}}_0 \tilde{\mathbf{H}}_1 & \tilde{\mathbf{H}}_2 & 0 & \cdots & \\ 0 & \cdots & & & \cdots & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{\mathbf{H}}_0 & \tilde{\mathbf{H}}_1 & \cdots \end{bmatrix}_{\frac{l}{2} \times l} \quad (7a)$$

$$\mathbf{Q}_j = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}}_0 & \tilde{\mathbf{G}}_1 & \tilde{\mathbf{G}}_2 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{\mathbf{G}}_0 \tilde{\mathbf{G}}_1 & \tilde{\mathbf{G}}_2 & 0 & \cdots & \\ 0 & \cdots & & & \cdots & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{\mathbf{G}}_0 & \tilde{\mathbf{G}}_1 & \cdots \end{bmatrix}_{\frac{l}{2} \times l} \quad (7b)$$

式中, $j = 1 \sim J, l = m/2^{j-1}, J, l \in \mathbf{Z}$, 于是 Mallat 分解公式为

$$\begin{cases} \mathbf{v}_j = \mathbf{P}_j \mathbf{P}_{j-1} \cdots \mathbf{P}_1 \mathbf{y} \\ \mathbf{w}_j = \mathbf{Q}_j \mathbf{P}_{j-1} \cdots \mathbf{P}_1 \mathbf{y} \end{cases} \quad (8)$$

Mallat 分解结构, 如图 4 所示.

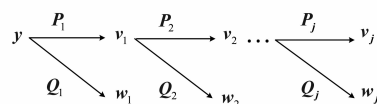


图4 Mallat分解结构

图 4 中, \mathbf{v}_j 和 \mathbf{w}_j 分别为输入信号 $\mathbf{y}(n)$ 经过 j 层分解后的低通系数和高通系数.

信号 $\mathbf{y}(n)$ 经平衡正交多小波变换后的向量为

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= [\mathbf{w}_1; \mathbf{w}_2; \cdots; \mathbf{w}_j; \mathbf{v}_j] \\ &= [\mathbf{Q}_1; \mathbf{Q}_2 \mathbf{P}_1; \mathbf{Q}_2 \mathbf{P}_1 \mathbf{P}_0; \cdots; \mathbf{Q}_j \mathbf{P}_{j-1} \cdots \mathbf{P}_2 \mathbf{P}_1; \mathbf{P}_j \mathbf{P}_{j-1} \cdots \mathbf{P}_2 \mathbf{P}_1] \mathbf{y} \end{aligned} \quad (9)$$

故得平衡正交多小波变换矩阵为

$$\begin{aligned} V_{MWT} = & \\ & [\mathbf{Q}_1; \mathbf{Q}_2 \mathbf{P}_1; \mathbf{Q}_2 \mathbf{P}_1 \mathbf{P}_0; \cdots; \mathbf{Q}_J \mathbf{P}_{J-1} \cdots \mathbf{P}_2 \mathbf{P}_1; \mathbf{P}_J \mathbf{P}_{J-1} \cdots \mathbf{P}_2 \mathbf{P}_1] \end{aligned} \quad (10)$$

这时,式(9)变为

$$\mathbf{u} = V_{MWT} \mathbf{y} \quad (11)$$

3.2 平衡正交多小波 Wiener 均衡器

在图 3 中,按式(11),可得 Wiener 均衡器线性模块的输出信号为

$$u_2(n) = \mathbf{f}_1^T(n) \mathbf{u}(n) = \mathbf{f}_1^T(n) V_{MWT} \mathbf{y}(n) \quad (12)$$

式中, $\mathbf{f}_1(n) = [f_{10}(n), f_{11}(n), \cdots, f_{1M-1}(n)]^T$ 为 Wiener 均衡器线性模块的权向量。

Wiener 均衡器非线性模块的输出信号为

$$\begin{aligned} z(n) = & f_{21}(n) u_2(n) + f_{21}(n) u_2^2(n) + \cdots + f_{2M_2}(n) u_2^{M_2}(n) \\ = & \mathbf{f}_2^T(n) \mathbf{u}_2(n) \end{aligned} \quad (13)$$

式中, $\mathbf{f}_2(n) = [f_{21}(n), f_{22}(n), \cdots, f_{2M_2}(n)]^T$ 和 $\mathbf{u}_2(n) = [u_2(n), u_2^2(n), \cdots, u_2^{M_2}(n)]^T$ 分别为 Wiener 均衡器非线性模块的权向量和输入向量。

采用 CMA 算法分别对权向量 $\mathbf{f}_1(n)$ 和 $\mathbf{f}_2(n)$ 进行调整,经过推导得更新公式为

$$\begin{cases} \mathbf{f}_1(n+1) = \mathbf{f}_1(n) + \mu_{f_1} \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) e(n) z^*(n) \cdot \frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{f}_1(n)} \\ \mathbf{f}_2(n+1) = \mathbf{f}_2(n) + \mu_{f_2} \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) e(n) z^*(n) \cdot \frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{f}_2(n)} \end{cases} \quad (14)$$

式中, $0 \leq \mu_{f_1}, \mu_{f_2} < 1$ 为迭代步长。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) = & \\ & \text{diag}[\sigma_{1,0,1}^{2w}(n), \cdots, \sigma_{J,k,l}^{2w}(n), \cdots, \sigma_{J,0,1}^{2v}(n), \cdots, \sigma_{J,k,l}^{2v}(n)] \end{aligned} \quad (15)$$

式中, $\sigma_{J,k,l}^{2w}(n)$ 与 $\sigma_{J,k,l}^{2v}(n)$ 分别为尺度参数为 J 、平移参数为 k 的第 l 个小波系数 $r_{J,k,l}^w(n)$ 与第 l 个尺度系数 $r_{J,k,l}^v(n)$ 的平均功率估计,且

$$\begin{cases} \sigma_{J,k,l}^{2w}(n+1) = \beta_\sigma \sigma_{J,k,l}^{2w}(n) + (1 - \beta_\sigma) \cdot |r_{J,k,l}^w(n)|^2 \\ \sigma_{J,k,l}^{2v}(n+1) = \beta_\sigma \sigma_{J,k,l}^{2v}(n) + (1 - \beta_\sigma) \cdot |r_{J,k,l}^v(n)|^2 \end{cases} \quad (16)$$

式中, β_σ 为遗忘因子,且 $0 < \beta_\sigma < 1$ 。由式(10)与(11),得

$$\begin{aligned} \frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{f}_1(n)} = & \frac{\partial (\mathbf{f}_2^T(n) \mathbf{u}_2(n))}{\partial \mathbf{f}_1(n)} \\ = & \mathbf{f}_2^T(n) \left(\left(\frac{\partial u_2(n)}{\partial \mathbf{f}_1(n)} \right)^T, \left(\frac{\partial u_2^2(n)}{\partial \mathbf{f}_1(n)} \right)^T, \cdots, \left(\frac{\partial u_2^{M_2}(n)}{\partial \mathbf{f}_1(n)} \right)^T \right) \\ = & \begin{pmatrix} \mathbf{u}(n) [\mathbf{f}_2^T(n) \mathbf{U}(n)] \\ \mathbf{u}(n-1) [\mathbf{f}_2^T(n) \mathbf{U}(n)] \\ \vdots \\ \mathbf{u}(n-M_1+1) [\mathbf{f}_2^T(n) \mathbf{U}(n)] \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

式中, $\mathbf{U}(n) = [1, 2 [\mathbf{f}_1^T(n) \mathbf{u}(n)], \cdots, M_2 [\mathbf{f}_1^T(n) \mathbf{u}(n)]^{M_2-1}]$ 。同理,得

$$\frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{f}_2(n)} = \begin{pmatrix} [\mathbf{f}_1^T(n) \mathbf{u}(n)] \\ [\mathbf{f}_1^T(n) \mathbf{u}(n)]^2 \\ \cdots \\ [\mathbf{f}_1^T(n) \mathbf{u}(n)]^{M_2} \end{pmatrix} \quad (18)$$

称式(8)至(18)为平衡正交多小波变换 Wiener 盲均衡算法。该算法将平衡正交多小波变换器放在 Wiener 均衡器之前,对其输入信号进行平衡正交多小波变换,达到了加快收敛的目的。

3.3 平衡正交多小波判决反馈滤波器

在图 3 中,对 Wiener 均衡器的判决输出信号 $\hat{a}(n)$ 作平衡正交多小波变换,得判决反馈滤波器 $\mathbf{f}_B(n)$ 的输入信号为

$$\mathbf{y}_B(n) = V_{MWT} \hat{\mathbf{a}}(n) \quad (19)$$

此时,判决器输入信号 $g(n)$ 为

$$\begin{cases} g(n) = z(n) - z_B(n) \\ z_B(n) = \mathbf{f}_B(n) \mathbf{y}_B(n) \end{cases} \quad (20)$$

式中, $z_B(n)$ 为判决反馈滤波器 $\mathbf{f}_B(n)$ 的输出信号。由于对判决反馈滤波器 DFE (Decision Feedback Equalizer) 的输入信号作了平衡正交多小波变换,改变了判决反馈滤波器结构,故称之为平衡正交多小波判决反馈滤波器,由 CMA 算法对其权向量更新的公式为

$$\mathbf{f}_B(n+1) = \mathbf{f}_B(n) - \mu_B \hat{\mathbf{R}}_B^{-1}(n) e(n) \mathbf{y}_B(n) g^*(n) \quad (21)$$

式中, $0 \leq \mu_B < 1$ 为迭代步长。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_B^{-1}(n) = & \text{diag}[\sigma_{B(1,0,1)}^{2w}(n), \cdots, \sigma_{B(J,k,l)}^{2w}(n), \cdots, \\ & \sigma_{B(J,0,1)}^{2v}(n), \cdots, \sigma_{B(J,k,l)}^{2v}(n)] \end{aligned} \quad (22)$$

式中, $\sigma_{B(J,k,l)}^{2w}(n)$ 与 $\sigma_{B(J,k,l)}^{2v}(n)$ 分别为尺度参数为 J 、平移参数为 k 的第 l 个小波系数 $r_{B(J,k,l)}^w(n)$ 与第 l 个尺度系数 $r_{B(J,k,l)}^v(n)$ 的平均功率估计,且

$$\begin{cases} \sigma_{B(J,k,l)}^{2w}(n+1) = \beta_B \sigma_{B(J,k,l)}^{2w}(n) + (1 - \beta_B) \cdot |r_{B(J,k,l)}^w(n)|^2 \\ \sigma_{B(J,k,l)}^{2v}(n+1) = \beta_B \sigma_{B(J,k,l)}^{2v}(n) + (1 - \beta_B) \cdot |r_{B(J,k,l)}^v(n)|^2 \end{cases} \quad (23)$$

式中, β_B 为遗忘因子,且 $0 < \beta_B < 1$ 。

3.4 平衡正交多小波双变换盲均衡新算法描述

用平衡正交多小波对 Wiener 均衡器的输入信号和反馈滤波器的输入信号进行变换,这样得到的非线性均衡器与卫星信道的非线性具有较为理想的互逆性,按 CMA 算法对 Wiener 均衡器和反馈滤波器的权向量进行更新,使得均衡器具有良好的跟踪性能,这种新算法称为基于平衡正交多小波双变换的非线性盲均衡算法 (BMWDT-NCMA-DFE, Balanced multi-wavelet double transform based nonlinear CMA and DFE)。该算法的实现

过程归纳如下:

第一步:初始化

①参数初始化:Volterra 级数记忆长度;Wiener 盲均衡算法线性模块和非线性模块的权长 M_1 、 M_2 ,反馈滤波器权长 M_B ;APSK 星座外内半径比;平方根升余弦发送滤波器及接收滤波器的滚降因子;采样率、功率回退和信噪比;多小波分解层数;初始化平均功率;权向量迭代次数最大值.

②权向量初始化: $\mathbf{f}_1(0) = [1, \dots, 0]^T$, $\mathbf{f}_2(0) = [1, 0, \dots, 0]^T$, $\mathbf{f}_B(0) = [0, 0, \dots, 0]^T$.

③权向量迭代计数器初值为零,即 $n=0$.

第二步:输入信号作平衡正交多小波变换

①按式(10)计算平衡正交多小波变换矩阵.

②按式(11)对输入信号 $\mathbf{y}(n)$ 作平衡正交多小波变换,得到 Wiener 盲均衡器输入信号 $\mathbf{u}(n)$.

第三步:计算改进的非线性卫星信道盲均衡器输出信号

①按式(12)计算 Wiener 盲均衡器线性模块的输出信号 $u_2(n)$.

②按式(13)计算 Wiener 盲均衡器非线性模块的输出信号 $z(n)$.

③按式(20)计算判决装置的输入信号 $g(n)$ 并经过判决装置得判决信号 $\hat{a}(n)$.

④按式(19)对判决信号 $\hat{a}(n)$ 作平衡正交多小波变换,得反馈滤波器输入信号 $\mathbf{y}_B(n)$.

⑤判决装置的输入信号 $g(n)$ 经误差生成函数,得误差信号 $e(n)$.

⑥先按式(18)计算 $\frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{f}_2(n)}$ 、式(17)计算 $\frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{f}_1(n)}$,按式(16)和式(15)计算 $\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n)$,再按式(14)计算 $\mathbf{f}_1(n)$ 和 $\mathbf{f}_2(n)$.

⑦先按式(23)和式(22)计算 $\hat{\mathbf{R}}_B^{-1}(n)$,再按式(21)计算 $\mathbf{f}_B(n)$.

⑧ $n = n + 1$. 若 n 小于最大迭代次数,则转第三步中的第①步,否则输出结果.

4 计算复杂度分析

现以获得一次输出信号所需乘法次数作为计算量的衡量标准,对 Volterra 盲均衡算法和本文 BMWDT-NCMA-DFE 的计算复杂度进行分析. Volterra 盲均衡算法的乘法计算量主要来自三阶非线性项内部,按式(3)计算需进行 $3N^3 + N$ 次乘法;按式(5)计算,权系数更新一次需 $N^3 + N + 1$ 次乘法,则 Volterra 盲均衡算法的权系数更新一次所需乘法次数为 $4N^3 + 2N + 1$. 假设 \mathbf{V}_{MWT} 是 $H \times H$ 正交矩阵,则 BMWDT-NCMA-DFE 的权系数更新一次过程中,对输入信号 $\mathbf{y}(n)$ 作平衡正交多小波变

换,按式(11)计算所需的最多乘法次数为 H^2 ;考虑 \mathbf{V}_{MWT} 的稀疏性,若 \mathbf{V}_{MWT} 中每一行的非零元素个数为 M ($M \ll H$),则按式(11)计算所需的乘法次数为 MH ;当信号经过 Wiener 盲均衡器时,按式(12)、(13)计算的乘法次数为 $(1 + 2 + \dots + N + M)$,按式(17)、(18)计算的运算量为 $(1 + 2 + \dots + N + M)$;经过判决反馈模块后,按式(19)至式(23)计算的运算量为 $MH + 7M$,则 BMWDT-NCMA-DFE 所需的计算量为 $N^2 + N + 2MH + 7M$. 显然,低于 Volterra 盲均衡算法的计算量.

5 仿真结果与分析

为了验证 BMWDT-NCMA-DFE 的性能,以 Volterra 盲均衡算法、非线性判决反馈盲均衡算法(NCMA-DFE, nonlinear CMA and DEF)、基于平衡正交多小波变换的非线性判决反馈盲均衡算法(BMWT-NCMA-DFE, Balanced multi-wavelet transform based NCMA and DFE)为比较对象进行仿真研究. 实验中,Volterra 级数模型记忆长度为 3, Wiener 均衡器线性模块和非线性模块的参数 $M_1 = 16$ 和 $M_2 = 3$,初始化权向量 $\mathbf{f}_1(0) = [1, \dots, 0]^T$ 和 $\mathbf{f}_2(0) = [1, 0, \dots, 0]^T$;反馈滤波器的权长 $M_B = 5$,初始化权向量 $\mathbf{f}_B(0) = [0, 0, \dots, 0]^T$. APSK 星座外、内半径比取为 2.73;发送滤波器及接收滤波器均采用平方根升余弦滤波器,其滚降因子为 0.35,采样率为 8,功率回退为 3dB;信噪比为 20dB,多小波分解层数 $J = 2$,平均功率初始化为 25. 200 次蒙特卡罗仿真结果,如图 5 所示.

图 5(a)表明, BMWDT-NCMA-DFE 的收敛速度比 BMWT-NCMA-DFE 约快 4000 步,而 Volterra 盲均衡算法与 NCMA-DFE 收敛非常缓慢,几乎没有收敛;在迭代 2000 步时 BMWDT-NCMA-DFE(已收敛)的均方误差比 BMWT-NCMA-DFE 与 NCMA-DFE(未收敛)的减小约 3dB、比 Volterra 盲均衡算法的减小约 5dB. 图 5(b)表明,16APSK 信号通过非线性卫星信道时,产生了严重失真,信号星座十分模糊,无法分辨;图 5(c)~5(f)表明,当用 BMWDT-NCMA-DFE、BMWT-NCMA-DFE、NCMA-DFE 及 Volterra 盲均衡算法对 16APSK 进行均衡时, BMWDT-NCMA-DFE 的输出星座最清晰、最集中、最紧凑、无相位旋转、效果最好.

为了检验本文提出的 BMWDT-NCMA-DFE 对 16QAM、16PSK、16APSK 信号恢复的实时性,在参数相同的条件下进行仿真研究. 200 次蒙特卡罗仿真结果,如图 6 所示.

图 6 表明,对 16QAM 信号进行恢复时,本文的 BMWDT-NCMA-DFE 收敛极其缓慢,迭代 10000 步时还未收敛;而对 16APSK 信号进行恢复时,本文算法的收敛速度比对 16PSK 进行恢复时快了约 1000 步.

综合比较,本文算法更适合对 16APSK 信号通过非线性卫星信道时进行有效恢复.一方面,16APSK 信号的包络恒定、频谱特性良好,综合了幅度特性和相位特性,降低了对卫星信道非线性的敏感度.另一方面,平衡

正交多小波对均衡器和反馈滤波器的输入信号分别进行了变换,大大减小了输入信号自相关矩阵的条件数,改变了盲均衡器的结构,使得盲均衡器与卫星信道的互逆性更好,跟踪非线性信道特性的能力更强.

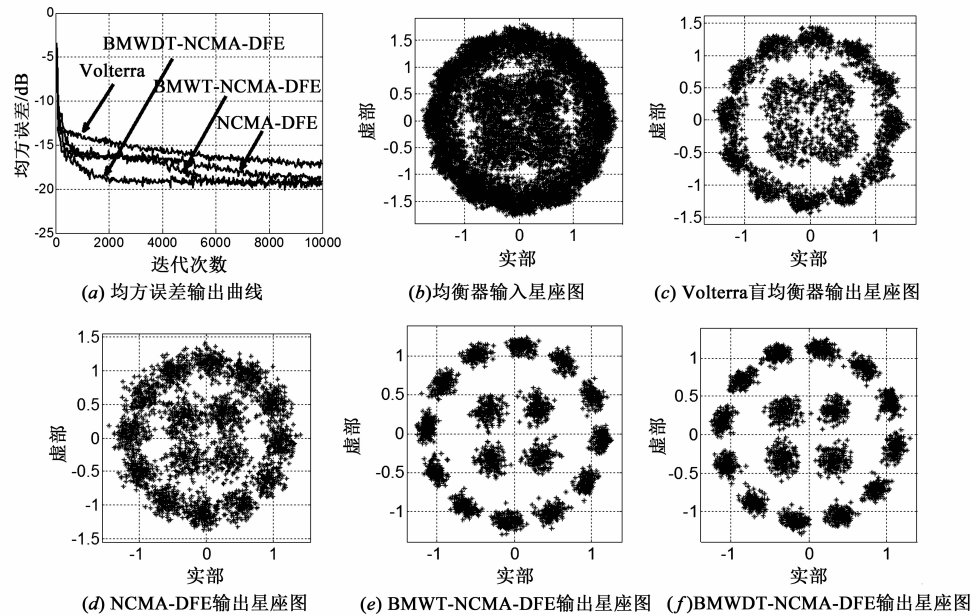


图5 算法性能比较

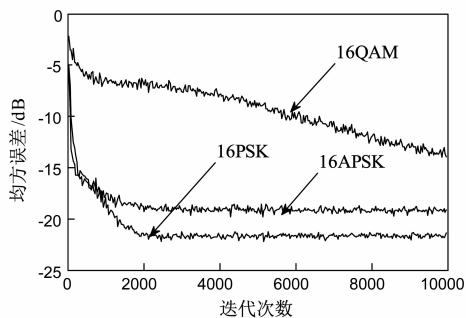


图6 BMWDT-NCMA-DFE的收敛性比较

6 结束语

本文在分析 Volterra 盲均衡系统及卫星信道的非线性对通信质量影响的基础上,充分利用 Wiener 盲均衡器、平衡正交多小波变换及反馈滤波器的优点,对非线性卫星信道 Volterra 盲均衡系统结构进行了改进,得到的基于多小波双变换的非线性卫星信道盲均衡算法克服了 Volterra 盲均衡结构中由于非线性耦合项较多,计算复杂度高、收敛速度慢、均方误差大等问题.仿真结果验证了本文算法的有效性.

参考文献

[1] Deleu T, Dervin M, Kasai K, et al. Iterative predistortion of the nonlinear satellite channel [J]. IEEE Transactions on

Communications, 2014, 62(8): 2916 - 2926.

[2] 郭业才, 徐冉. 改进的非线性卫星信道均衡器[J]. 计算机应用, 2013, 33(11): 3039 - 3041.

Guo Yecai, Xu Rang. Improved equalizer of nonlinear satellite channel [J]. Journal of Computer Application, 2013, 33(11): 3039 - 3041. (in Chinese)

[3] Meloni A and Murrioni M. On the genetic optimization of APSK constellations for satellite broadcasting [A]. Processing of the IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB) [C]. Beijing: IEEE Press, 2014. 1 - 6.

[4] 赵海全, 张家树. 混沌通信系统中非线性信道的自适应组合神经网络均衡 [J]. 物理学报, 2008, 57(7): 3996 - 4006.

Zhao Haiquan, Zhang Jiashu. Adaptive nonlinear channel equalization based on combination neural network for chaos-based communication systems [J]. Acta Physica Sinica, 2008, 57(7): 3996 - 4006. (in Chinese)

[5] Piazza R, Mysore R B S, Ottersten B. Multicarrier LUT-based data predistortion for non-linear satellite channels [A]. Processing of the IEEE International Conference on Communication (ICC) [C]. Sydney: IEEE Press, 2014. 4319 - 4324.

[6] 许光飞, 张邦宁, 郭道省. 卫星信道中高阶 APSK 调制的非线性失真补偿算法 [J]. 电讯技术, 2010, 50(4): 69 - 74.

- Xu Guangfei, Zhang Bangning, Guo Daoxing. Nonlinear distortion compensation algorithm for high-level APSK modulations over satellite channels[J]. *Telecommunication Engineering*, 2010, 50(4): 69–74. (in Chinese)
- [7] 陈晖, 王心霖, 刘彬. 卫星信道中基于部分解耦的 volterra 均衡算法[J]. *系统工程与电子技术*, 2013, 35(4): 847–852.
- Chen Hui, Wang Xinlin, Liu Bin. Partially decoupled volterra equalizer for digital satellite channels[J]. *System Engineering and Electronics*, 2013, 35(4): 847–852. (in Chinese)
- [8] Benammar B, Thoms N, Poulliat C, et al. On linear MMSE based turbo equalization of nonlinear Volterra channels [A]. *Processing of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) [C]*. Vancouver, BC; IEEE Press, 2013. 4703–4707
- [9] Zerroumi Z, Chikouche D and Benatia D. Adaptive decision feedback equalizer based neuralnetwork for nonlinear channels[A]. *Processing of the 3rd International Conference on Systems and Control (ICSC) [C]*. Algiers; IEEE Press, 2013. 850–855.
- [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): 605–610.
- Xu Feng, Qiu Lede, Wang Yu. Equalization algorithms based on nonlinear channel[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(10): 605–610. (in Chinese)
- [11] 郭业才, 刘振兴. 基于平衡正交多小波变换的盲均衡算法[J]. *兵工学报*, 2010, 31(3): 279–284.
- Guo Yecai, Liu Zhenxing. Blind equalization based on balanced orthogonal multiwavelet transform[J]. *Acta Armamentari*, 2010, 31(3): 279–284. (in Chinese)
- [12] Ogunfunmi T, Drullinger T. Equalization of non-linear channels using a Volterra-based nonlinear [A]. *Processing of the IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS) [C]*. Seoul; IEEE Press, 2011. 1–4.
- [13] O'Droma M, Meza S, Lei Y M. New modified Saleh models for memoryless nonlinear power amplifier behavioural modeling [J]. *IEEE Communications Letters*, 2009, 13(6): 399–342.
- [14] 崔鹏辉, 杨育红, 朱义君, 等. 非线性卫星信道中的 16APSK 联合处理算法[J]. *数据采集与处理*, 2013, 28(6): 823–827.
- Cui Penghui, Yang Yuhong, Zhu Yijun, et al. Associated processing algorithm for 16APSK over nonlinear satellite channels[J]. *Journal of Data Acquisition & Processing*, 2013, 28(6): 823–827. (in Chinese)

作者简介



郭业才(通信作者) 男, 1962年11月出生, 安徽省安庆人, 汉, 博士、教授、博导. 2006年全国优秀博士学位论文获得者. 研究方向为智能信息处理与通信系统、信道理论和气象信息技术.

E-mail: guo-yecai@163.com



费赛男 女, 1989年生于江苏省. 现为南京信息工程大学在读研究生, 研究方向为自适应盲均衡技术.

E-mail: fuji4182@163.com