

# 卫星高阶调制信号通信下非线性误差修正均衡方法

唐成凯<sup>1</sup>, 张玲玲<sup>2</sup>, 廉保旺<sup>1</sup>

(1. 西北工业大学电子信息学院, 陕西 西安 710072;

2. 西北工业大学航海学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 针对现有的均衡方法计算量大、非线性误差补偿速度慢的问题, 提出了一种基于幅相分离的快速非线性均衡方法。该方法首先将接收信号的幅度和相位进行分离处理, 并分别通过反馈均衡模型对信号进行均衡处理以减小计算复杂度, 然后利用 Volterra 模型对误差进行非线性修正, 并通过该非线性修正误差更新反馈均衡的参数, 从而快速消除非线性干扰和记忆干扰。从误码率、收敛速度和计算复杂度 3 个方面将所提出的方法与现有的主要均衡方法进行理论和仿真分析比较, 结果表明, 在相同误码率下, 所提方法的计算复杂度仅为其他均衡方法的 14.1%~24.9%, 能够快速实现非线性干扰的消除。

**关键词:** 卫星通信; 均衡; 非线性误差; 反馈

**中图分类号:** TN927

**文献标识码:** A

## Nonlinear error modified equalization algorithm in high-order modulation of satellite communication

TANG Cheng-kai<sup>1</sup>, ZHANG Ling-ling<sup>2</sup>, LIAN Bao-wang<sup>1</sup>

(1. School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

2. School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** Aiming at the larger computation and the slower speed of nonlinear error compensation of traditional equalization algorithms, the fast nonlinear error equalization algorithm with amplitude and phase separation was constructed. It combined the feedback equalization to reduce the computational complexity respectively. In order to eliminate nonlinear interference and memory interference, the algorithm utilized the Volterra model to modify the error and it was adapted to update the feedback equalization parameters. The theoretical analysis and simulation compared proposed algorithm and existing conventional equalization algorithms from the bit error rate, convergence speed and computational complexity. The results show that the computational complexity is only equivalent to 14.1%~24.9% of other algorithms and proposed method can cancel the nonlinear interference quickly.

**Key words:** satellite communication, equalization, nonlinear error, feedback

### 1 引言

随着卫星通信技术的发展, 卫星通信已经成为立体通信网络中不可或缺的组成部分。通信卫星是为了保证较高的通信有效服务时间和较高的地面接收功率, 主要为中高轨道卫星。由于星地通信链路的距离较远和卫星载荷的限制, 星载功率放大器需要工作在饱和区域以提高发射功率, 但在饱和区

域工作会对卫星发射信号造成较大的非线性干扰。此外, 在星地链路近地端, 由于大气层的影响, 会对卫星信号产生折射和漫射, 从而造成记忆干扰<sup>[1]</sup>。为了追求更大的传输速率和容量, 卫星通信已经从早期的恒模调制技术(如 BPSK、QPSK 等)转向多模调制技术(如 16APSK、16QAM 等)以扩大信息传输速率。但多模调制技术会造成更大的非线性干扰, 高载波通信技术也会使卫星通信信道的延时

收稿日期: 2016-04-18; 修回日期: 2016-10-17

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目(No.61501430)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China for Youths(No.61501430)

增加, 并且这种非线性干扰会和卫星—地面信道中的记忆干扰相互融合, 从而使记忆干扰具有非线性特性, 进一步降低了卫星信号质量。

在高数据率高载频卫星通信系统中, 均衡技术通过对卫星通信信道的传输特性进行补偿来消除非线性干扰和记忆干扰<sup>[2]</sup>。PARK<sup>[3]</sup>提出了一种基于最大自相关序列训练信号的均衡方法, 该方法通过卫星发射已知的训练信号来快速求取均衡参数, 从而实现干扰消除, 但该方法所需的训练序列需要较长的训练时间, 而每颗通信卫星为定位目标提供服务的时间是非常有限的, 而训练序列的传输会进一步占据通信卫星的服务时间, 所以该方法的通信速率较低。Arik<sup>[4]</sup>和唐成凯<sup>[5]</sup>分别提出了一种基于最小均方误差的自适应均衡方法和一种基于递推最小二乘的自适应均衡方法, 这 2 种均衡方法都是利用接收信号本身的先验信息在最小均方误差标准和递推最小二乘标准下恢复发送序列的自适应均衡方法。这 2 种方法易于实现, 但很难消除卫星通信非线性干扰。为此, 如何消除非线性干扰和记忆干扰成为高数据率高载频卫星通信系统的热点研究问题。

非线性均衡技术被广泛应用于高速数据传输系统。近年来, 非线性均衡技术在高速卫星通信系统中被尝试使用以消除非线性干扰。耿彦祥<sup>[6]</sup>提出了一种基于神经网络的均衡方法, 该方法通过构建多层多神经元网络, 能够对任意复杂度的非线性系统进行充分的逼近, 能够有效地消除非线性干扰和记忆干扰。但该方法在输出误差较小时, 神经元会在零值附近进行选择系数, 从而产生一个连续波动误差。在高阶信号调制条件下, 这种波动误差造成均衡系数波动, 从而降低通信性能。Meyer<sup>[7]</sup>提出了一种 Busgang 多模均衡方法, 该方法制定一个代价函数, 通过该代价函数的极小值使均衡系统达到理想状态, 所以该方法将均衡处理转化为寻找代价函数的极值点。该方法易于实现, 顽健性好, 但是该方法的收敛速度较慢, 并不适合高数据率高载频卫星通信。Sugiura<sup>[8]</sup>提出了一种基于信号检测的均衡方法, 该方法利用最大似然估计准则来均衡接收信号, 本质上是一种基于维特比的解码方法。该方法抗噪声性能较好, 但计算复杂度高, 实现高速卫星通信实时处理困难较大。舒欣<sup>[9]</sup>提出了一种基于反馈模型的均衡方法, 该方法通过反馈模型来消除通信信道的记忆干扰。它简单易实现, 但很难消除

非线性干扰, 所以并不适用于卫星通信。Rafati<sup>[10]</sup>提出了一种非线性均衡修正的反馈模型均衡算法, 该算法通过对反馈模型的抽头进行非线性处理, 从而消除非线性干扰和记忆干扰, 此方法具有非常优秀的卫星通信性能, 但方法的计算量较大, 所以在高数据率传输中很难满足卫星通信的需求。Bolstad<sup>[11]</sup>提出了一种基于多项式的均衡方法。该方法通过多项式的扩展来逆向补偿信道特性, 能很好地消除非线性干扰和记忆干扰。但方法在记忆干扰延时较长时, 计算复杂度会呈指数增长, 而卫星通信信道由于通信距离较长, 具有较大的记忆干扰延时, 所以该方法并不适合卫星通信。

针对上述问题, 本文提出了一种非线性误差修正均衡方法。该方法利用非线性干扰中幅度干扰和相位干扰的独立性, 将接收到的信号进行幅度和相位分离处理, 分别通过前馈均衡器进行抽头采样累加, 并与后馈均衡器的累加输出相减, 消除非线性干扰和记忆干扰。将相减的结果通过数据判决模块得到传输数据, 并利用该传输数据和实际传输信号通过 Volterra 非线性模型求得非线性修正误差, 最终, 利用该修正误差完成对所有均衡系数的更新。

与其他非线性均衡方法相比, 本文方法可以更加快速地完成均衡系数的收敛, 其次, 由于只对误差进行非线性修正, 所以计算复杂度会远远小于其他非线性均衡算法, 非常适合高数据率高载频卫星通信系统。

## 2 均衡反馈模型

由于非线性干扰中幅度干扰和相位干扰的独立性, 为了减小计算量, 将接收到的复数信号进行幅度和相位分离, 表示为

$$y(n) = y_a(n)e^{jv_p(n)} \quad (1)$$

其中,  $y(n)$  为接收机所接收到的离散采样信号,  $y_a(n)$  为  $y(n)$  的幅度分离信号,  $y_p(n)$  为  $y(n)$  的相位分离信号, 由于幅度分离信号和相位分离信号均为实数信号, 所以在反馈均衡模型中可以大幅度减少计算量。将分离后的幅度信号分量和相位信号分量分别通过前馈均衡器和后馈均衡器消除前向记忆干扰和后向记忆干扰, 反馈模型如图 1 所示。

在图 1 中,  $wf_{a,1}, \dots, wf_{a,N_f}$  为后馈幅度均衡系数,  $wb_{a,1}, \dots, wb_{a,N_f}$  为前馈幅度均衡系数,  $wf_{p,1}, \dots, wf_{p,N_f}$  为后馈相位均衡系数,  $wb_{p,1}, \dots, wb_{p,N_f}$  为前馈

相位均衡系数,  $\hat{X}_a(n)$  为判决输出信号的幅度分量,  $\hat{X}_p(n)$  为判决输出信号的相位分量,  $sb_a(n)$  和  $sf_a(n)$  分别为前向干扰消除信号的幅度分量和后向干扰消除信号的幅度分量,  $sb_p(n)$  和  $sf_p(n)$  分别为前向干扰消除信号的相位分量和后向干扰消除信号的相位分量,  $r_a(n)$  为反馈均衡模型干扰消除信号的幅度分量,  $r_p(n)$  为反馈均衡模型干扰消除信号的相位分量,  $r(n)$  为幅度分量和相位分量融合后的干扰消除信号, 由于信号的记忆长度对幅度和相位的影响都是相同的, 所以假设幅度和相位的前馈均衡系数总长度为  $N_b$ , 幅度和相位的后馈均衡系数总长度为  $N_f$ 。从图 1 中可以得到前向干扰消除信号的幅度分量和后向干扰消除信号的幅度分量分别表示为

$$sb_a(n) = \sum_{i=1}^{N_b} wb_{a,i} \hat{X}_a(n-i) \quad (2)$$

$$sf_a(n) = \sum_{i=1}^{N_f} wf_{a,i} y_a(n+i-1) \quad (3)$$

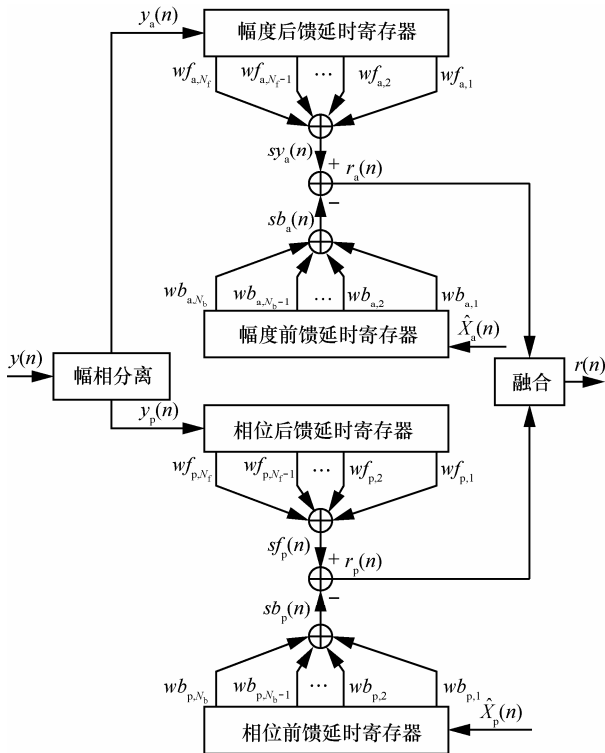


图 1 幅度、相位分离的均衡反馈模型结构

其中,  $i$  为采样时刻,  $n$  为当前采样时刻。由于相位反馈模块和幅度反馈模块结构相同, 可以得到前向干扰消除信号的相位分量和后向干扰消除信号

的相位分量为

$$sb_p(n) = \sum_{i=1}^{N_b} wb_{p,i} \hat{X}_p(n-i) \quad (4)$$

$$sf_p(n) = \sum_{i=1}^{N_f} wf_{p,i} y_p(n+i-1) \quad (5)$$

将前向干扰消除信号和后向干扰消除信号融合, 可以得到干扰消除信号  $r(n)$ , 表示为

$$\begin{aligned} r(n) &= r_a(n) e^{j r_p(n)} \\ &= (sb_a(n) - sf_a(n)) e^{j (sb_p(n) - sf_p(n))} \end{aligned} \quad (6)$$

### 3 误差非线性修正方法

在高数据率高载频卫星通信系统中, 为了追求较高的传输速率, 会采用如 16APSK 的高阶信号调制以增加传输效率, 由于高阶信号调制具有多幅度特性, 所以非线性干扰会被放大, 并且在高载频卫星通信传输中, 由于载波频率较高, 卫星信道的记忆干扰也会随着载波频率增大而增大。

为了消除高数据率高载频卫星通信系统中的非线性干扰和记忆干扰, 现有的非线性均衡方法计算复杂度会随着记忆干扰长度的增加而快速增大, 无法满足未来高数据率高载频卫星通信系统的需求。为此, 本文提出了一种利用非线性 Volterra 模型对误差进行非线性修正, 从而完成逆向模拟卫星系统的非线性特性来消除非线性干扰, 非线性误差修正模块结构如图 2 所示。

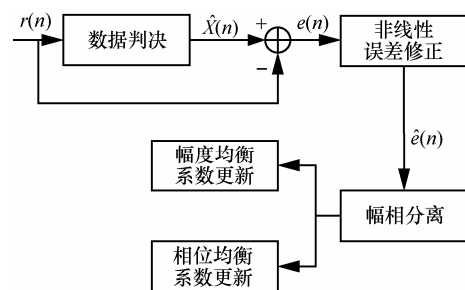


图 2 误差非线性修正模块结构

首先, 将干扰消除信号  $r(n)$  通过数据判决模块得到实际输出信号  $\hat{X}(n)$ 。在数据判决模块中, 本文采用最小几何距离准则来得到, 表示为

$$\hat{X}(n) = \arg \min_{X(n)} (|r(n) - X(n)|), \quad X(n) \in C \quad (7)$$

其中,  $C$  为期望输出信号集合, 该集合的大小由信号调制方式所决定。  $X(n)$  为期望输出信号集合中

的元素。实际输出信号  $\hat{X}(n)$  为干扰消除信号  $r(n)$  与具有最小几何距离的期望输出信号集合  $C$  中的元素所对应的信号值。此时，可以得到当前时刻的误差输出  $e(n)$ 。

$$e(n) = r(n) - \hat{X}(n) \quad (8)$$

在现有的非线性均衡方法中，主要通过对均衡器抽头系数或均衡器输入信号进行非线性处理来消除非线性干扰。这需要对均衡器的每个抽头或每个接收信号都进行非线性干扰消除处理。在记忆效应较大时，计算复杂度会急剧增加。为此，本文采用对误差进行非线性干扰消除处理来消除非线性干扰。在非线形模型中，主要包括多项式模型、神经网络模型和 Volterra 模型。由于 Volterra 模型在长度无限时可以非常准确地近似任何非线性干扰<sup>[12]</sup>，所以本文采用 Volterra 模型来模拟卫星通信中的非线性干扰。Volterra 模型是由 Tyler 级数逆向展开得到的，表示为

$$z(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} g_k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k) \prod_{i=1}^k [v(t - \tau_i) d\tau_i] \quad (9)$$

其中， $g_k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k)$  是第  $k$  阶 Volterra 模型的核函数， $v(t)$  是连续 Volterra 模型的输入信号， $z(t)$  是连续 Volterra 模型的输出信号， $\tau_i$  为时间延时， $k$  为 Volterra 模型的阶数。由于在连续时间域中很难对信号进行处理，所以在实际应用中，均采用离散化 Volterra 级数模型，表示为

$$z(n) = \sum_{k=0}^P \sum \cdots \sum g_k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k) \cdot [v(n)v(n-1), \dots, v(n-m)] \quad (10)$$

其中， $v(n)$  和  $z(n)$  分别为离散 Volterra 模型的输入信号离散采样和输出信号离散采样， $m$  为离散时间延时。由于在卫星通信中，载波频率已经从 C 频段向 Ka 和 Ku 频段发展，数据的传输速度非常大，并且本文所采用的均衡反馈模型也可以很好地消除记忆干扰。而 Volterra 模型的阶数越大，非线性模拟性越好，但计算复杂度也会显著增加。折中考虑，本文采用五阶截断的无记忆 Volterra 级数模型来对误差进行非线性修正，五阶截断的无记忆 Volterra 级数模型表示为

$$z(n) = g_1 v(n) + g_3 |v(n)|^2 v(n) + g_5 |v(n)|^4 v(n) \quad (11)$$

其中，第 1 部分表示线性干扰，后 2 部分表示非线性干扰。 $g_1$ 、 $g_3$  和  $g_5$  为 Volterra 模型第 1、3 和 5 阶核函数，可以通过信道估计方法得到<sup>[13]</sup>。将误差  $e(n)$  代入式(11)，可以得到非线性修正后的误差  $\hat{e}(n)$ ，表示为

$$\hat{e}(n) = g_1 e(n) + g_3 |e(n)|^2 e(n) + g_5 |e(n)|^4 e(n) \quad (12)$$

将非线性修正误差  $\hat{e}(n)$  进行幅度  $\hat{e}_a(n)$  和相位  $\hat{e}_p(n)$  分离，表示为

$$\hat{e}(n) = \hat{e}_a(n) e^{j\hat{e}_p(n)} \quad (13)$$

并利用最小均方误差准则分别建立用于均衡系数迭代更新的幅度前馈目标函数  $\Delta b_{a,i}(n)$ 、幅度后馈目标函数  $\Delta f_{a,i}(n)$ 、相位前馈目标函数  $\Delta b_{p,i}(n)$  和相位后馈目标函数  $\Delta f_{p,i}(n)$ ，表示为

$$\Delta b_{a,i}(n) = \frac{\partial [\hat{e}_a^2(n)]}{\partial w b_{a,i}(n)} \quad (14)$$

$$\Delta f_{a,i}(n) = \frac{\partial [\hat{e}_a^2(n)]}{\partial w f_{a,i}(n)} \quad (15)$$

$$\Delta b_{p,i}(n) = \frac{\partial [\hat{e}_p^2(n)]}{\partial w b_{p,i}(n)} \quad (16)$$

$$\Delta f_{p,i}(n) = \frac{\partial [\hat{e}_p^2(n)]}{\partial w f_{p,i}(n)} \quad (17)$$

利用上述目标函数，得到前馈幅度均衡系数  $w f_{a,i}$ 、后馈幅度均衡系数  $w b_{a,i}$ 、前馈相位均衡系数  $w f_{p,i}$  和后馈相位均衡系数  $w b_{p,i}$  的迭代更新函数如下。

$$w f_{a,i}(n) = w f_{a,i}(n-1) - \mu \Delta f_{a,i}(n) = w f_{a,i}(n-1) + \mu e(n) y_a(n+i-1) \quad (18)$$

$$w b_{a,i}(n) = w b_{a,i}(n-1) - \mu \Delta b_{a,i}(n) = w b_{a,i}(n-1) + \mu e(n) \hat{X}_a(n-i) \quad (19)$$

$$w f_{p,i}(n) = w f_{p,i}(n-1) - \mu \Delta f_{p,i}(n) = w f_{p,i}(n-1) + \mu e(n) y_p(n+i-1) \quad (20)$$

$$w b_{p,i}(n) = w b_{p,i}(n-1) - \mu \Delta b_{p,i}(n) = w b_{p,i}(n-1) + \mu e(n) \hat{X}_p(n-i) \quad (21)$$

其中， $\mu$  为迭代步长，当迭代步长取值较大时，均衡系数收敛较快，但误差抖动较大；当迭代步长取

值较小时，均衡系数收敛较慢，但抖动较小，所以需要将迭代步长的取值进行折中，本文选取迭代步长的值为  $10^{-3}$ 。

### 4 仿真结果与理论分析

#### 4.1 误码率性能分析

在仿真部分，采用轨道高度为 18 000 km 的中高轨道卫星。16APSK 信号调制方式是当前卫星通信信号多幅度多相位调制方式中，通信质量与传输效率比最高的调制方式，所以，在仿真中采用 16APSK 调制方式。上、下采样率均为 8 倍，整形滤波器和匹配滤波器均采用升余弦滚降滤波器，其长度均为 64 bit，滚降系数均为 0.25。在卫星通信系统中，功率回退为 -4 dB，传输离散信号长度为  $10^6$  个符号。卫星信道采用功率放大器非线性 Saleh 模型，特性如图 3 所示。

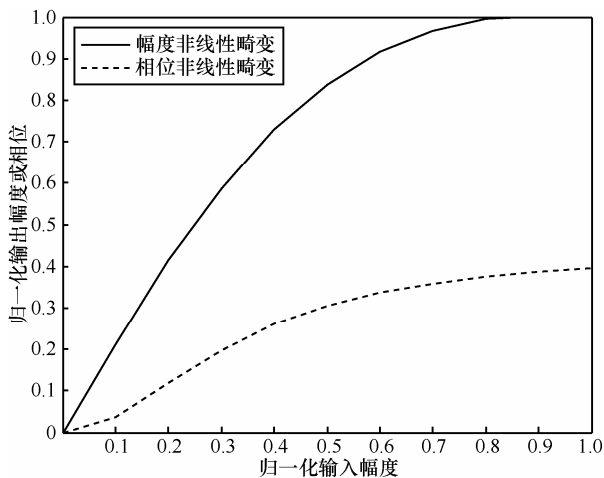


图 3 Saleh 模型非线性特性

由于反馈均衡器的抽头个数会影响卫星通信系统的通信性能，抽头个数越多，卫星通信系统的性能也越好，但较多的抽头个数也会使计算复杂度提升，从而造成资源的浪费。为此，首先对本文所提出非线性误差修正反馈均衡方法的抽头个数进行仿真分析，选取前馈均衡器的抽头个数为 13 个，后馈均衡器的抽头个数为 9、11、13、15 和 17 个，仿真结果如图 4 所示。

从图 4 中可以看出，当后馈均衡器抽头  $N_f$  的个数较小时，误码率在信噪比增加时下降缓慢，这是由于后馈寄存器的长度较小，不能有效覆盖足够的后向符号，从而导致码间干扰较大。当后馈均衡器抽头  $N_f$  的个数较大时，误码率曲线会有明显下降。

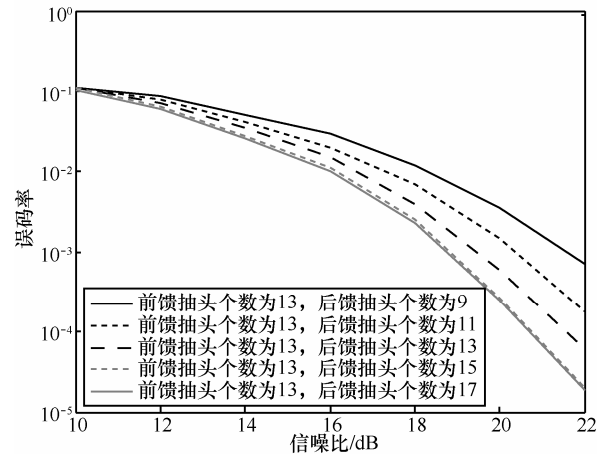


图 4 不同后馈均衡器抽头长度下的误码率

当误码率为  $10^{-3}$  时，抽头  $N_f$  的个数为 15 的信噪比与抽头  $N_f$  个数为 13 的信噪比相比较具有 0.5 dB 的提升。但是，当后馈均衡器抽头  $N_f$  的个数大于 15 时，误码率性能就不会有明显的改善。这是由于后馈均衡器已经消除了大部分的码间干扰，增加抽头个数已经不能提升误码率性能。所以在保证性能的前提下，本文采用后馈均衡器抽头  $N_f$  的个数为 15 以减小计算的复杂度，并在该条件下分别选取前馈均衡器的抽头个数为 9、11、13、15 和 17 个，同时加入无非线性干扰理想条件和未进行非线性均衡处理条件下的误码率性能，仿真结果如图 5 所示。

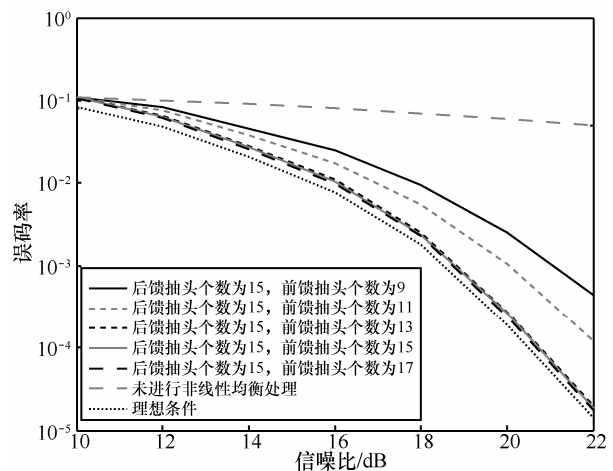


图 5 不同前馈均衡器抽头长度下的误码率

从图 5 中可以看出，未进行非线性均衡处理的误码率曲线具有很高的误码率底线，这主要是非线性干扰造成的。与后馈均衡器的结果相同，当前馈均衡器的抽头数  $N_b$  较小时，误码率性能较低。当抽头数  $N_b$  的个数大于 13 时，误码率性能变化不大，

这是由于前馈均衡器是利用判决后的符号作为输入，符号本身的码间干扰较小，所以前馈均衡器的抽头数  $N_b$  为 13 时，即可消除大部分的码间干扰，并且性能和理想条件下的误码率曲线十分接近。在后续仿真中，本文方法均采用前馈均衡器的抽头数  $N_b$  为 13。

由于本文方法为了减小计算量将幅度和相位进行分离处理，所以在均衡器抽头长度上，幅度均衡器和相位均衡器是相互独立的。为此，本文选取以下 5 组不同抽头长度的幅度和相位均衡器进行仿真比较，仿真结果如图 6 所示。

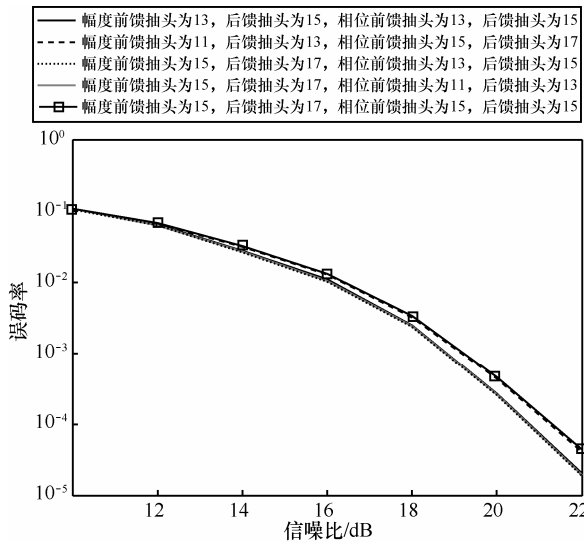


图 6 幅度均衡器和相位均衡器不同抽头长度下的误码率

从图 6 中可以看出，当保持幅度均衡器的前馈和后馈抽头个数为最优时，增加相位均衡器的前馈和后馈抽头个数；或者保持相位均衡器的前馈和后馈抽头个数为最优时，增加幅度均衡器的前馈和后馈抽头个数。在这 2 种情况下，误码率性能提升不大。而当保持幅度均衡器的前馈和后馈抽头个数为最优时，减小相位均衡器的前馈和后馈抽头个数；或者保持相位均衡器的前馈和后馈抽头个数为最优时，减小幅度均衡器的前馈和后馈抽头个数时，误码率具有一定的下降。这是因为在高数据率高载频卫星通信系统中，非线性特性记忆干扰的长度对接收信号的幅度和相位是一样的，所以减小幅度均衡器长度或者相位均衡器长度均会导致均衡器长度不足，误码率增加。而单方面地增加幅度均衡器长度或相位均衡器长度，由于短板效应，所以误码率性能并不会提高。

为了比较不同均衡方法的误码率性能，在相同的卫星信道模型下，将本文方法与耿彦祥提出的基于神经网络均衡方法、Sugiura 提出的基于信号检测估计的均衡方法、唐成凯提出的基于最小均方误差的多模线性均衡方法和 Rafati 提出的非线性反馈的均衡算法进行误码性能比较，仿真结果如图 7 所示。

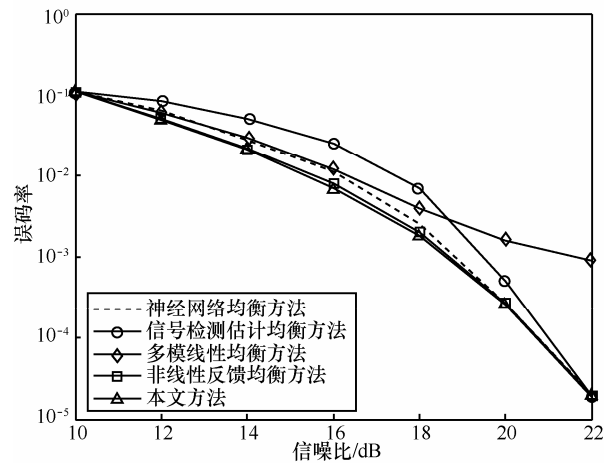


图 7 卫星信道下不同均衡方法误码率性能比较

从图 7 中可以看出，多模线性均衡方法在误码率为  $10^{-3}$  时，会产生一个误码率底线，这是由于卫星信道具有非线性特性，而多模线性均衡方法不能消除非线性干扰，所以会产生一个误码率底线。信号检测估计均衡方法在信噪比较低时，误码率较大，这是由于该方法利用维特比解码对信号进行检测和最终解调，之前的解码误差会累加到当前时刻，所以信噪比较低时，误差累加值较大，从而导致误码性能较差。神经网络均衡方法由于神经网络因子可以很好地消除非线性干扰，所以误码率较低。但神经网络均衡方法是通过增加因子个数来消除记忆干扰，而神经网络因子的增加会使计算复杂度呈现指数增长。为了降低计算复杂度，神经网络均衡方法需要控制因子个数。本文方法和非线性反馈均衡方法利用非线性修正模块和反馈均衡模块相结合可以有效消除非线性干扰和记忆干扰，误码率性能在上述 5 种方法中最好。当误码率为  $10^{-3}$  时，信噪比均为 18.8 dB。

#### 4.2 收敛速度分析

将本文方法与多模线性均衡方法、基于神经网络均衡方法、基于信号检测估计的均衡方法和非线性反馈的均衡算法在信噪比为 20 dB 下进行收敛速度性能比较，仿真结果如图 8 所示。

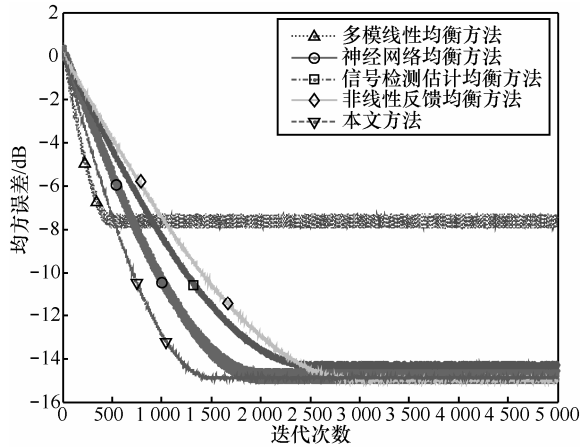


图 8 卫星信道下不同均衡方法收敛速度比较

从图 8 中可以看出，多模线性均衡方法收敛速度最快，这是由于多模线性均衡方法采用的是线性滤波器，但由于不能消除非线性干扰，所以误码率较大，并且收敛误差波动也较大。神经网络方法在迭代 1 700 次后可以实现收敛，收敛误差波动在 0.2 dB 左右，这是由于神经网络因子具有良好的非线性逼近特性，但神经网络因子具有零值波动性，所以也具有较大的误差波动。信号检测估计均衡方法在迭代 2 200 次后可以实现收敛，收敛误差波动小于 0.05 dB。信号检测估计均衡通过维特比译码可以很好地降低收敛误差波动，但均方误差较大。非线性反馈均衡方法在迭代 2 700 次后可以实现收敛，收敛误差波动小于 0.05 dB。这主要是当反馈均衡的初始误差较大时，非线性修正处理又使原本的误差放大，从而导致收敛速度较慢，而当均衡方法收敛后，收敛误差波动会维持在一个较低的水平。本文方法在迭代 1 300 次后可以实现收敛，收敛误差波动小于 0.05 dB。这主要是通过通过对判决误差进行非线性误差处理，不会放大误差并能快速消除非线性干扰，所以收敛速度快，收敛误差波动较小。

### 4.3 计算复杂度分析

本文在 16APSK 信号调制下从计算复杂度的角度将本文方法与基于最小均方误差的多模线性均衡方法、基于神经网络的均衡方法、基于信号检测估计的均衡方法和非线性反馈的均衡算法在信噪比为 20 dB 条件下进行比较。

其中，多模线性均衡方法采用抽头长度为 16 的多模线性均衡器，以最小均方误差构建目标函数，解码采用最小几何距离准则。

神经网络均衡方法采用 10 个隐层神经元，其中，6 个为输入神经元，4 个为反馈神经元。隐层层数为 2 层，隐层的基函数选用高斯函数，表达式如下。

$$\varphi_i(x) = \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_i^2} \|x - \tilde{c}_i\|^2\right) \quad (22)$$

其中， $\tilde{c}_i$  为第  $i$  个径向基中心向量， $\sigma_i$  为高斯函数的方差，最优权值向量为神经网络模型输出误差最小时的权值向量。在最小均方误差准则下，进行神经元因子系数更新。

信号检测估计均衡方法采用  $16 \times 16$  的信号估计矩阵（信号调制方式为 16APSK），维特比译码采用快速译码方式，长度为 10 bit。

非线性反馈均衡方法的前馈和后馈均衡器长度均为 13 bit。非线性修正模型采用三阶无记忆 Volterra 模型。由于在硬件计算中，复数乘法为 4 次实数乘法运算和 2 次加法运算，所以在计算复杂度中统一按照实数乘法和加法进行计算，计算复杂度如表 1 所示。

从表 1 可以看出，多模线性均衡方法的单次迭代乘法次数仅次于本文方法，单次迭代的加法次数优于其他 4 种方法，并且由于收敛速度快，所以多模线性方法的总体计算量小于其他 4 种方法，但是多模线性均衡方法由于仅能消除线性干扰，所以误码率较大，在卫星信道传输中无法保证通信质

表 1 不同均衡方法计算复杂度比较

均衡算法	单次迭代所需乘法次数	单次迭代所需加法次数	收敛后所需总乘法次数	收敛后所需总加法次数
神经网络均衡方法	560	278	952 000	472 600
信号检测估计均衡方法	256	288	563 200	633 600
非线性反馈均衡方法	520	287	1 404 000	774 900
本文方法	108	84	140 400	109 200
多模线性均衡方法	120	48	12 000	4 800

量。本文非线性误差修正均衡方法利用非线性干扰幅度和相位的独立性，采用幅度和相位分离处理以减小计算复杂度，并分别利用前馈均衡和后馈均衡分别消除接收信号的前向记忆干扰和后向记忆干扰。通过对误差进行非线性干扰修正代替对所有前馈均衡抽头和后馈均衡抽头的非线性干扰修正来减小卫星信道非线性特性所带来的计算复杂度。本文所设计的均衡方法的总乘法计算量只相当于神经网络均衡方法的 14.7%、信号检测估计均衡方法的 24.9%、非线性反馈均衡方法的 10%；总加法计算量只相当于神经网络均衡方法的 23.1%、信号检测估计均衡方法的 17.2%、非线性反馈均衡方法的 14.1%，计算复杂度具有明显的降低。

#### 4.4 不同调制方式比较

在高数据率高载频卫星通信系统中，为了提高通信速率，现有的 QPSK、PSK、8PSK 等恒包络信号的数据率较低，在最新的卫星通信标准中，卫星通信计划采用多幅度多相位调制技术来代替单幅度调制技术。为此，本文将所采用的 16APSK 调制方式和其他的多模调制技术，主要包括 32APSK、64APSK、128APSK、256APSK、16QAM、32QAM、64QAM、128QAM 和 256QAM 进行比较，仿真结果如图 9 所示。

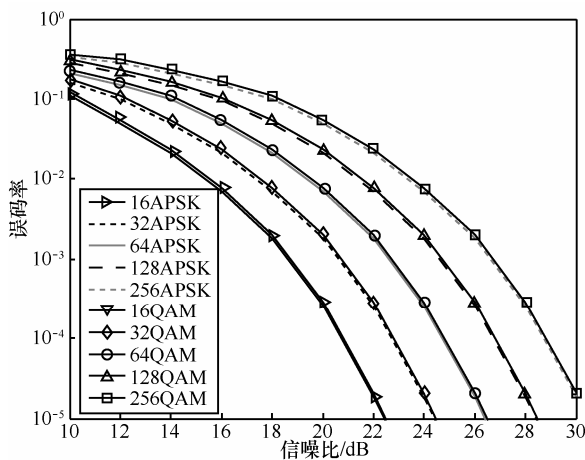


图 9 不同调制技术误码率性能比较

从图 9 中可以看出，本文所采用的 16APSK 的误码率最低，16QAM 的误码率仅次于 16APSK。当误码率为  $10^{-3}$  时，16APSK 调制方式与 32APSK 调制方式相比具有 2 dB 的性能提升，与 64APSK 调制方式相比具有 4 dB 的性能提升，与 128APSK 调制方式相比具有 6 dB 的性能提升，与 256APSK 调

制方式相比具有 8 dB 的性能提升。在相同调制比率下，APSK 调制方式的性能略优于 QAM 调制方式的性能，这主要是由于 APSK 调制方式的相位分布更加均匀，仿真结果表明，16APSK 更加适合高数据率高载频卫星通信传输。

## 5 结束语

本文针对高数据率高载频卫星通信系统中，高阶信号调制导致非线性干扰增大和载波频率较高导致记忆干扰较大的问题进行了研究。随着卫星通信系统中高阶调制信号的广泛使用，非线性干扰急剧增长，现有的功率回退结合线性均衡的方法已经不能满足需求。本文利用 Volterra 模型良好的非线性拟合特性和反馈均衡器结构简单的特点，构造了一种非线性误差修正的均衡方法。并在该方法中，利用幅度相位分离运算来减小计算复杂度。计算机仿真结果和理论分析表明，该方法与现有的主要均衡方法相比，具有误码性能好、均衡参数收敛速度快、计算复杂度低的特点，能够有效消除非线性干扰和记忆干扰并提高均衡性能。并且该方法的非线性结构简单，具有良好的应用价值。

## 参考文献:

- [1] 唐成凯, 廉保旺, 张玲玲. 卫星通信系统双向中继转发自干扰消除算法[J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(2): 74-79.  
TANG C K, LIAN B W, ZHANG L L. An algorithm to eliminate self-interference of bidirectional relaying for satellite communication systems[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(2):74-79.
- [2] XU C, JOHN P, WILSON S G. Achievable information rates for nonlinear satellite channels in unidirectional and bidirectional relaying[C]//IEEE Latin-America Conference on Communications. 2012: 1-4.
- [3] PARK J, HA Y, CHUNG W. Reduced complexity MLSD equalizers based on bidirectional DFEs[J]. IEICE Transactions on Communications, 2012, 95(11): 3432-3438.
- [4] ARIK S O, ASKAROV D, KAHN J M. Adaptive frequency-domain equalization in mode-division multiplexing systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(10): 1841-1852.
- [5] TANG C, LIAN B, ZHANG L. Post predistortion of 16APSK modulation with memory and nonlinear effect in satellite communication[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2014, 32(6): 34-39.
- [6] GENG Y, ZHANG L, SUN Y. Research on ant colony algorithm optimization neural network weights blind equalization algorithm[J]. International Journal of Security and its Applications, 2016, 10(2): 95-104.

- [7] MEYER S. Real-time bit error rate analysis of blind equalization algorithms[C]//Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications. 2013: 268-273.
- [8] SUGIURA S, HANZO L. Frequency-domain equalization aided iterative detection of faster-than-nyquist signalling[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 66(9): 1-4.
- [9] SHU X, WANG J, WANG H. Hypothesis feedback equalization for  $M$ -ary parallel combinatory communication in deep water[C]//2014 12th International Conference on Signal Processing (ICSP). 2014: 1649-1653.
- [10] RAFATI A, LOU H, XIAO C. Soft-decision feedback turbo equalization for LDPC-coded MIMO underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2014, 39(1): 90-99.
- [11] BOLSTAD A, MILLER B A, GETTINGS K, et al. Sparse polynomial equalization of an RF receiver via algorithm, analog, and digital codesign[C]//2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR). 2012: 1102-1106.
- [12] GUIOMAR F P, AMADO S B, CARENA A, et al. Transmission of PM-64QAM over 1 524 km of PSCF using fully-blind equalization and Volterra-based nonlinear mitigation[C]//2014 European Conference on Optical Communication (ECOC). 2014: 1-3.
- [13] TANG C K, LIAN B W, ZHANG Y. Dual loop feedback pre-distortion in satellite communication[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 24(4): 586-591.

**作者简介:**

唐成凯(1985-), 男, 浙江镇海人, 博士, 西北工业大学助理研究员, 主要研究方向为卫星通信链路、卫星导航等。



张玲玲(1986-), 女, 山西霍州人, 西北工业大学博士生, 主要研究方向为MIMO通信、通信信道均衡等。



廉保旺(1962-), 男, 河南焦作人, 博士, 西北工业大学教授、博士生导师, 主要研究方向为卫星导航、高精度组合导航等。